



Sujet de Thèse

Schéma de discrétisation préservant l'énergie dans le formalisme hamiltonien

Rapport : Les systèmes hamiltoniens à ports discrets

Saïd AOUES

Encadré par : Damien EBERARD

Directeur de thèse : Wilfrid MARQUIS-FAVRE

Laboratoire Ampère



Table des matières

1	Introduction	1
2	Formalisme hamiltonien	5
2.1	Mécanique classique	5
2.2	Géométrie des équations	6
2.3	Systèmes hamiltoniens à ports	7
2.4	Formulation en dimension infinie	8
3	Schémas d'intégration à un pas	9
3.1	Intégrateurs standards	9
3.2	Intégrateurs géométriques	10
3.3	Simulation numérique	11
4	Premiers résultats	12
4.1	Famille d'intégrateurs symplectique à un pas	12
4.1.1	Propriétés : Le bilan d'énergie et le flot numérique	12
4.1.2	Résultats numériques	13
4.2	Énergie quadratique	15
4.3	Énergie séparable	16
5	Conclusion et perspectives	18

1 Introduction

Dans le domaine de l'automatique, l'étude des systèmes physiques a pour objectif de représenter et d'analyser leurs comportements afin de les maîtriser.

Dans cet objectif, notre étude repose sur une approche énergétique des systèmes pour la formulation d'un modèle mathématique, l'analyse de ce modèle, la synthèse de lois de commande et la simulation numérique du modèle. Les étapes de cette démarche s'appuient sur la caractérisation des propriétés, en particulier la conservation de l'énergie, la géométrie des équations et les invariants.

Historiquement, l'importance du concept de l'énergie pour la modélisation de systèmes physiques est issue des approches lagrangienne et hamiltonienne dans le domaine de la mécanique. Ces travaux ont fourni un cadre mathématique nouveau pour l'analyse des systèmes mécaniques (description de la géométrie des équations et propriétés des trajectoires solutions). Par la suite, ces approches ont été amplement développées et leurs champs d'applications ont été étendus à d'autres domaines de l'ingénierie tels que l'électronique, l'électromagnétisme, la mécatronique, etc.

Parmi ces approches énergétiques, nous considérons le *formalisme hamiltonien à ports* qui repose sur une représentation des échanges d'énergie entre systèmes via des variables *de port d'interaction*. Ce formalisme permet une description géométrique des propriétés du système ainsi qu'une interprétation physique claire des variables utilisées. Il possède également de puissants outils pour son étude. En particulier, une propriété forte de cette approche est qu'elle est stable par composition, *i.e.* l'interconnexion de systèmes hamiltoniens à ports est un système hamiltonien à ports pour lequel les outils d'analyse et de synthèse peuvent être de nouveau utilisés. Ainsi, on aborde la modélisation de systèmes complexes par un regroupement de sous-systèmes plus simples pour lesquels on peut prendre en compte différentes échelles d'espace, de granularité et de temps (pourvu que l'on soit en mesure de décrire les interactions entre ces sous-systèmes). Ce formalisme est adapté pour la représentation large classe de systèmes multi-physiques à paramètres localisés (équations différentielles ordinaires, EDO) ou répartis (équations aux dérivées partielles, EDP) indépendamment du domaine considéré.

Dans le contexte qui vient d'être présenté, **mon travail de thèse porte sur l'approximation de dimension finie des systèmes de dimension infinie dans le formalisme hamiltonien**. Ces travaux rentrent dans le cadre d'un projet ANR JCJC intitulé *Energy-preserving discretization scheme within Hamiltonian framework*.

La dynamique de ces systèmes peut être décrite par des équations algébro-différentielles, leur simulation numérique est une tâche très difficile due à la dépendance **en temps** et **en espace**. Notre démarche repose sur l'approximation d'opérateurs en tenant compte des propriétés du système continu. L'objectif étant d'aboutir à des techniques d'approximation qui garantissent la préservation de ces propriétés. En d'autres mots, il s'agit d'établir une procédure d'approximation qui transporte les propriétés du système continu au niveau discret. Les applications des résultats attendus concernent l'analyse (stabilité, passivité), la commande (commandabilité, observabilité, synthèse) et l'interconnexion (bouclage continu-discret par exemple).

Durant cette première année de doctorat, mon travail s'est concentré sur l'étude bibliographique des techniques d'intégration (en temps) des systèmes hamiltoniens.

Plus précisément, **mon objectif initial concerne l'étude de schémas de discrétisation**

dont le flot numérique préserve l'énergie et la géométrie. Ces propriétés sont essentielles pour garantir un bon comportement numérique sur des temps de simulation longs et ainsi que pour l'application de techniques d'analyse et de synthèse basée sur l'énergie [15]. Cette étude porte d'une part sur les systèmes hamiltoniens autonomes (*i.e.* sans entrée ni sortie), et d'autre part sur les systèmes hamiltoniens à ports (*i.e.* avec des variables d'interaction du système avec son environnement).

Afin d'illustrer simplement les problèmes qui nous concerne, on considère la dynamique d'un oscillateur harmonique donnée par les équations

$$\begin{cases} \dot{q} &= p \\ \dot{p} &= -p \end{cases} \quad (1.1)$$

dont on connaît la solution analytique $(q(t), p(t)) = (q_0 \cos(t), p_0 \sin(t))$ pour une condition initiale (q_0, p_0) . La solution analytique correspond dans ce cas à un cercle dans le diagramme de phase. On s'intéresse ensuite aux différentes solutions numériques obtenues avec un intégrateur standard (type Euler) et avec un intégrateur géométrique (type Euler symplectique). La figure 1 ci-dessous représente la superposition des différentes trajectoires discrètes dans le diagramme de phase.

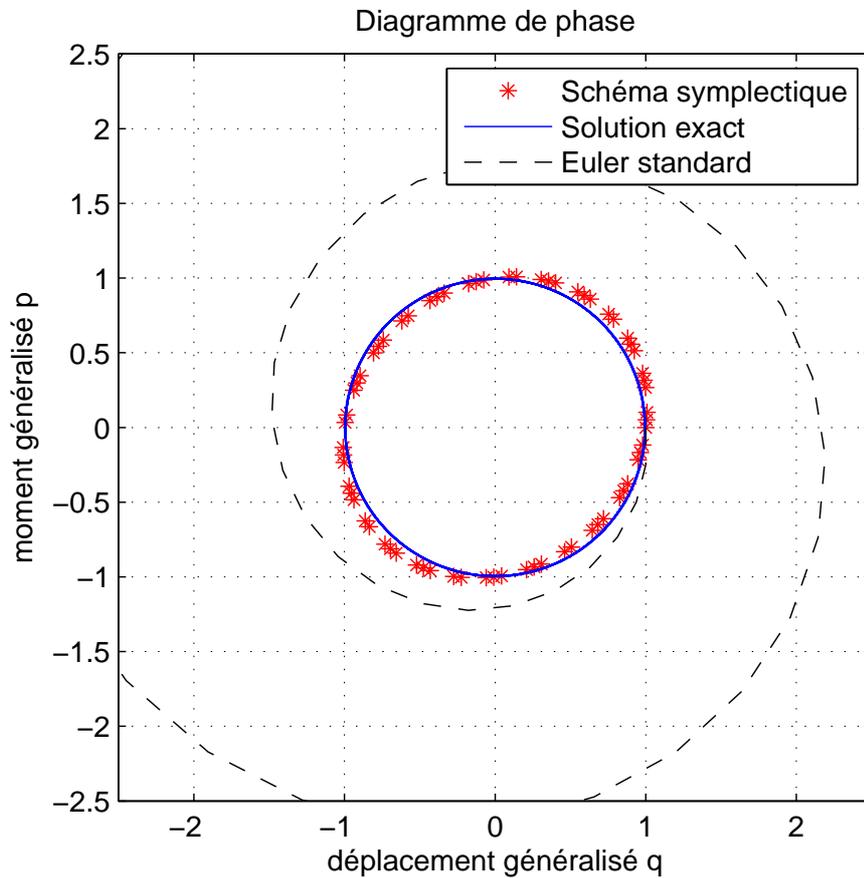


FIGURE 1 – Espace des phases oscillateur harmonique

Les résultats de simulation ont été obtenus pour des schémas du même ordre, en respectant

les mêmes conditions initiales, le même pas d'intégration et un horizon de temps d'intégration identique.

A priori, les trajectoires devraient être confondues avec la solution exacte mais on observe de nettes différences.

La trajectoire obtenue avec le schéma numérique *Euler explicite* (tirets noirs '-' -') accumule des erreurs à chaque pas. On observe alors une dérive de la trajectoire discrète qui s'écarte de la solution exacte. Cette observation est d'autant plus flagrante que le temps d'intégration est long. C'est une conséquence directe du fait que ce schéma ne prend pas en compte les propriétés du système : ni la conservation de l'énergie ni la structure géométrique.

A l'inverse, le schéma numérique *Euler symplectique* (courbe * en rouge) tient compte d'une de ces propriétés : la géométrie. On constate alors une faible accumulation d'erreur ce qui entraîne une grande stabilité sur des temps longs d'intégration. Par contre, la conservation de l'énergie n'est pas prise en compte dans cette méthode ce qui explique la déformation de la trajectoire numérique par rapport à la solution exacte.

Il apparaît donc nécessaire d'adapter le schéma numérique en fonction des caractéristiques des équations du modèle physique à simuler.

Dans la littérature, on rencontre deux communautés qui travaillent sur cette problématique. Cependant, de part leurs thématiques de recherche, elles visent des objectifs distincts.

Il y a d'une part, ceux qui s'intéressent à l'approximation et à la discrétisation de phénomènes physiques complexes pour lesquels les résultats obtenus avec des schémas standards ne sont pas satisfaisants. On retrouve principalement des numériciens dans cette communauté. Ils ont développés de nombreux algorithmes numériques basés sur les propriétés des systèmes hamiltoniens à paramètres localisés et répartis [1, 2, 3, 4, 5, 6, 11, 12, 14, 16]. Ces résultats concernent des systèmes fermés en ce sens qu'ils ne possèdent pas de variables d'entrée/sortie.

Il y a d'autre part, une communauté, principalement issue de l'automatique, pour laquelle la notion de systèmes ouverts est essentielle pour l'analyse et la synthèse des lois de commande. Le développement d'outils numérique pour traiter de l'approximation et de la discrétisation de tels systèmes a démarré récemment. Les premiers travaux concernent la discrétisation 1D en espace (mais sans intégration en temps) et quelques éléments de synthèse [9, 19, 20, 21].

Durant cette thèse, nous avons ainsi l'ambition d'établir plus clairement le lien entre les outils numériques d'une part et les outils d'analyse et de synthèse d'autre part, issus de ces deux communautés. Ce lien sera crucial dans la suite de nos travaux. Quelques premiers résultats portent sur une classe un peu particulier de ces systèmes ont été discutés dans ce mémoire.

Ce rapport est constitué de trois parties. Les deux premières sont basées sur l'étude bibliographique et la dernière concerne mes premiers travaux. Il est organisé comme suit :

Dans la première partie, nous rappelons brièvement l'origine du formalisme hamiltonien pour mettre en évidence ses caractéristiques principales : la conservation de l'énergie et la structure géométrique sous-jacente. Nous présentons en particulier les systèmes hamiltoniens à ports qui permettent de représenter les systèmes ouverts. Enfin, nous donnons la formulation de ces systèmes en dimension infinie à l'aide des structures géométriques de Stokes-Dirac.

La deuxième partie est consacrée à l'approximation et à la discrétisation. Nous nous focalisons sur les schémas d'intégration à un pas et présentons les formes standards et géométriques. La discrétisation et la simulation des équations de l'oscillateur d'impact sont traitées à la fin de cette partie.

Enfin, nous terminons ce rapport par les premiers travaux que nous avons développés. Ils concernent, en premier lieu, la définition d'une famille paramétrée d'intégrateurs géométriques. Nous appliquons ensuite ce schéma pour garantir un bilan d'énergie discret et obtenir ainsi un système hamiltonien à ports discret (avec énergie quadratique). Dans un second temps, nous montrons comment préserver le bilan de puissance discret dans le cas où l'énergie totale hamiltonienne est séparable, en se basant sur les travaux de D. Greenspan [10].

2 Formalisme hamiltonien

Dans cette partie on introduit l'un des principaux formalismes qui décrit la dynamique des systèmes physiques nommé : *formalisme hamiltonien*.

Ce formalisme est basé sur une approche énergétique qui permet la représentation et l'étude de systèmes physiques décrits par des lois de conservation. Cette approche met en évidence des propriétés intrinsèques du système physique. Les propriétés auxquelles nous nous intéressons sont : la conservation de l'énergie et la structure géométrique (antisymétriques) qui engendrent les équations différentielles. Ces équations décrivent la dynamique du système en termes des positions et de leurs moments conjugués.

Nous rappelons en premier lieu les équations de Lagrange et leur relation avec les équations de Hamilton. Ensuite, nous présentons l'interprétation géométrique de ces dernières. Enfin, nous introduisons le concept des systèmes physiques ouverts et leur représentation en dimension infinie.

2.1 Mécanique classique

L'utilisation de l'énergie pour décrire la dynamique des systèmes a ses racines dans la formulation du principe de moindre action présentée par Maupertuis en 1746. Les formulations lagrangiennes et la méthode hamiltonienne sont des exemples de l'utilisation de l'approche énergétique dans l'étude du comportement dynamique des systèmes physiques.

En mécanique lagrangienne, on postule que l'état du système est complètement déterminé par une fonction L des variables de position $q = (q_1, q_2, \dots, q_n)^T$ et de vitesse $\dot{q} = (\dot{q}_1, \dot{q}_2, \dots, \dot{q}_n)$, on appelle lagrangien cette fonction $L(q, \dot{q})$.

En appliquant le principe de moindre action (*i.e.* le lagrangien minimise en temps la fonction coût $\int_0^t L(q, \dot{q}) dt$), on aboutit aux **équations d'Euler-Lagrange**.

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial L}{\partial \dot{q}} \right) - \frac{\partial L}{\partial q} = 0 \quad (2.2)$$

En introduisant le moment généralisé $p = \partial L / \partial \dot{q}$, la fonction Hamiltonienne est définie comme la transformée de Legendre (partielle) de L par rapport à p :

$$H(q, p) = p^T \dot{q} - L(q, \dot{q})$$

Le système de n équations du second ordre (2.2) est alors exprimé par $2n$ équations du premier ordre sous la forme

$$\dot{q} = \frac{\partial H}{\partial p}(q, p) \quad \text{et} \quad \dot{p} = -\frac{\partial H}{\partial q}(q, p)$$

appelées **équations de Hamilton**.

En écrivant le système précédent sous forme matricielle, on fait apparaître la **matrice de structure** J associée à la dynamique hamiltonienne

$$\frac{d}{dt} \underbrace{\begin{bmatrix} q \\ p \end{bmatrix}}_x = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & I_n \\ -I_n & 0 \end{bmatrix}}_J \underbrace{\begin{bmatrix} \nabla_q H \\ \nabla_p H \end{bmatrix}}_{\nabla H(x)} \iff \dot{x} = J \nabla H(x) \quad (2.3)$$

Les formulations lagrangienne et hamiltonienne sont équivalentes du point de vue des solutions. Cependant, la formulation hamiltonienne fait apparaître au travers de la matrice J la **géométrie**

des équations.

Le système dynamique de la forme (2.3) s'appelle **système hamiltonien autonome**, où J est une matrice antisymétrique de rang plein. Ces systèmes sont associés à des systèmes fermés, c'est-à-dire sans interaction (échange d'énergie) avec leur environnement.

Le *bilan de puissance* dans ce cas s'exprime

$$\frac{dH}{dt} = \langle \nabla_x H, \dot{x} \rangle = \langle \nabla_x H, J \nabla_x H \rangle = 0 \quad (2.4)$$

L'interprétation géométrique à été discutée dans le paragraphe suivant.

2.2 Géométrie des équations

La matrice de structure J est associée à la géométrie du système comme nous allons brièvement le présenter dans ce qui suit.

Le système dynamique (2.3) se caractérise par la donnée d'une fonction H (qui représente l'énergie du système physique que l'on veut décrire) ainsi que par la matrice de structure J . Alors, le champ de vecteurs \dot{X} décrivant l'évolution de l'état du système est obtenu comme l'image de ∇H par J . En d'autres mots, la matrice de structure est une application qui associe le vecteur $\nabla H = [\partial_q H, \partial_p H]^T$ au vecteur $X_H = [X_H^q, X_H^p]^T$. Le premier est constitué des composantes de la différentielle dH et le second est associé aux composantes de \dot{X} .

D'un point de vue géométrique, J est l'expression en coordonnées de la **forme symplectique canonique** ω intrinsèque à la structure du fibré cotangent.

Dans les coordonnées (q, p) , les expressions de dH et de X_H s'expriment sur les bases (dq, dp) et $(\partial/\partial q, \partial/\partial p)$, soient

$$dH = \frac{\partial H}{\partial q} dq + \frac{\partial H}{\partial p} dp \quad \text{et} \quad X_H = X_H^q \frac{\partial}{\partial q} + X_H^p \frac{\partial}{\partial p}$$

De plus, la forme symplectique s'exprime

$$\omega = dq \wedge dp \quad (2.5)$$

Il est intéressant de noter que l'on retrouve le fait que la fonction hamiltonienne H est une intégrale première du champ X_H par antisymétrie de la matrice de structure J . Localement nous avons

$$i(X_H)dH(x) = \frac{\partial H^T}{\partial x}(x) \frac{\partial H}{\partial x}(x) = 0 \quad (2.6)$$

La forme canonique de la matrice de structure associée au formalisme hamiltonien représente le couplage interdomaines canonique en ce sens qu'elle représente les échanges énergétiques entre les éléments d'accumulation d'énergies distinctes.

A l'aide de cette propriété géométrique nous pouvons présenter des systèmes physiques sans coordonnés. De plus, par antisymétrie de la matrice de structure J , on retrouve la propriété de conservation de l'énergie du formalisme hamiltonien [7].

$$\frac{dH}{dt}(x) = 0 \quad (2.7)$$

2.3 Systèmes hamiltoniens à ports

Le concept fondamental dans le domaine de l'ingénierie est la notion de système ouvert, qui a une interface directe avec son environnement. Dans le formalisme hamiltonien, ces interactions sont associées aux échanges d'énergie entre les systèmes ouverts et leurs environnement.

Ces interactions à la frontière des systèmes ouverts se passent à l'aide des variables de ports, d'où l'appellation *Système Hamiltonien à Port* (noté SHP). On considère une seule entrée qui agisse uniquement sur le moment généralisé.

La forme générale s'écrit

$$SHP : \begin{cases} \dot{x} = J\nabla_x H + g(x)u \\ y = g^T(x)\nabla_x H \end{cases} \quad (2.8)$$

D'où la forme matricielle

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} q \\ p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & I_n \\ -I_n & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \nabla_q H \\ \nabla_p H \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0_n \\ B(q) \end{bmatrix} u \quad (2.9)$$

$$y = \begin{bmatrix} 0_n & B^T(q) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \nabla_q H \\ \nabla_p H \end{bmatrix}$$

Avec : g désigne le champ de vecteurs d'entrée, u représente l'entrée du système et y la sortie conjuguée.

Le *bilan de puissance* dans le cas d'un SHP s'écrit

$$\begin{aligned} \frac{dH}{dt} &= \langle \nabla_x H, \dot{x} \rangle = \langle \nabla_x H, J \nabla_x H + g(x)u \rangle \\ &= \langle \nabla_x H, g(x)u \rangle \quad \text{car } J \text{ antisymétrique} \\ &= y^T u \end{aligned} \quad (2.10)$$

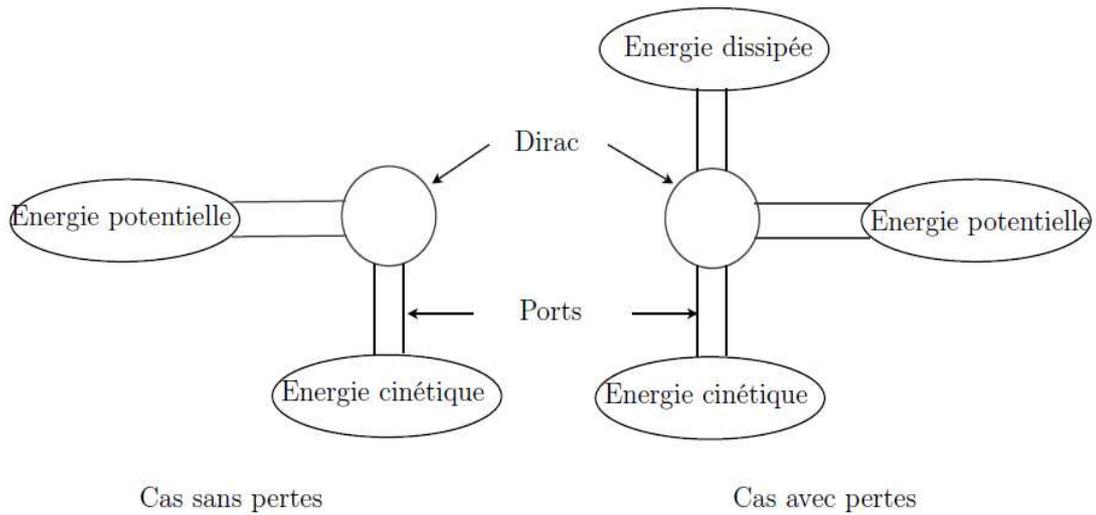
La variation de l'énergie est égale au produit de la puissance fournie depuis l'extérieur (injectée au système) fois la puissance qui sort du système vers l'extérieur (délivrée par le système).

La dynamique des systèmes hamiltoniens à ports (SHP) est décrite par une structure géométrique appelée **structure de Dirac**. Dite aussi continue de puissance, car elle caractérise l'aspect conservatif du système. Elle sert aussi à l'interconnexion entre plusieurs SHP.

Cette structure est stable par composition, elle permettra de modéliser les systèmes plus complexes d'une manière simple, et cela, en décomposant le système complexe en sous systèmes interconnectés, chaque partie de sous-système peut être présentée par une *structure de Dirac*.

Définition : Une *structure de Dirac* est un sous-espace linéaire $D \subset F \times E$ tel que $D = D^T$ et $(f, e) \in F \times E : \langle e | f \rangle = 0$.

Avec : F espace des flux et E espace d'efforts.



2.4 Formulation en dimension infinie

Les systèmes à paramètres distribués sont des systèmes complexes qui soulèvent des problèmes en simulation et contrôle à cause de leur dimension infinie. Le plus souvent les interactions entre les composants distribués se font à travers la frontière.

La *structure de Dirac* a une forme spéciale s'appelle *Stokes – Dirac*. Cette approche a été développée dans les travaux de *Van der Schaft* et *B.Maschke*, elle sert à représenter la dynamique interne d'un SHP des systèmes physiques à paramètres répartis.

Le modèle hamiltonien s'écrit sous la forme suivante :

1. La relation entre les variables d'effort et de flux via l'opérateur de différentiation d :

$$\begin{bmatrix} f^q \\ f^p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -d \\ (-1)^{n_q n_p} d & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e^q \\ e^p \end{bmatrix}$$

2. Les conditions à la frontière :

$$f^B = e^p|_{\partial}, \quad e^B = (-1)^{n_q} |_{\partial}$$

3. La relation entre les variables de flux et la dynamique des variables d'état :

$$f^q = \frac{dq}{dt}, \quad f^p = \frac{dp}{dt}$$

4. La relation entre les variables de co-énergie et l'énergie totale $H(q,p)$:

$$e^q = \frac{\partial H}{\partial q}(q,p), \quad e^p = \frac{\partial H}{\partial p}(q,p)$$

On s'intéresse maintenant à l'aspect discret du formalisme hamiltonien.

3 Schémas d'intégration à un pas

Les schémas d'intégration peuvent être décomposés sur de grandes familles d'intégration : les intégrateurs standards (Euler explicite, ..., etc) & les intégrateurs symplectiques.

L'utilisation des intégrateurs standards peuvent conduire à une mauvaise évaluation des trajectoires comme on la vu précédemment sur l'exemple de l'oscillateur harmonique. Ce qui implique la non conservation de certaines propriétés du formalisme hamiltonien.

Contrairement aux intégrateurs symplectiques qui ont été conçus spécialement pour cette classe des systèmes, ont suscité beaucoup d'intérêt car ils offrent une plus grande stabilité sur des longs temps d'intégration.

L'intérêt de cette partie consiste à rappeler ces deux grandes familles d'intégration à un pas. Dans un premier temps, on montre la limite des intégrateurs standards. Ensuite, on illustre les performances des intégrateurs géométriques. On prend comme exemple les équations de l'oscillateur harmonique qui s'écrivent sous la forme suivante

$$\ddot{\theta}(t) = -\frac{g}{l}\theta(t) \quad (3.11)$$

Avec : g la force de gravité et l la longueur du pendule.

On considère que l'énergie totale de système est : $H = \frac{1}{2}(p^2 + q^2)$

En posant $q = \theta$ et $p = \dot{\theta}$, l'équation (3.11) s'écrit sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{q} = p = \frac{\partial H}{\partial p} \\ \dot{p} = -q = -\frac{\partial H}{\partial q} \end{cases} \quad (3.12)$$

3.1 Intégrateurs standards

Plusieurs schémas numériques standard existent dans la littérature. Le but dans ce paragraphe n'est pas de faire un cours détaillé sur les intégrateurs standards, mais juste d'expliquer pour quoi on va pas les utiliser pour la discrétisation du formalisme hamiltonien.

Pour illustrer cette problématique, nous allons discrétiser l'équation (3.11) avec deux schémas numériques standards (euler explicite et euler implicite). Ensuite, nous allons étudier certaines propriétés dans le cas discret.

On considère le système (3.11) avec pour Hamiltonien

$$H = \frac{1}{2}(q^2 + p^2) \quad (3.13)$$

On regarde le comportement des solutions numériques données par les intégrateurs standards à un pas. Dans le cas de l'oscillateur harmonique ils s'écrivent comme suit

$$(Explicit) : \begin{cases} q_{n+1} = q_n + hp_n \\ p_{n+1} = p_n - hq_n \end{cases} \quad (Implicit) : \begin{cases} q_{n+1} = q_n + hp_{n+1} \\ p_{n+1} = p_n - hq_{n+1} \end{cases}$$

Conservation de l'énergie : Le Hamiltonien représente l'énergie totale de l'oscillateur harmonique. Sa conservation traduit l'aspect conservatif du système. L'énergie discrète obtenue avec les deux intégrateurs (Explicite & Implicite) s'écrit :

$$\text{Explicite} : \frac{1}{2}(q_{n+1}^2 + p_{n+1}^2) = (1 + h^2)\frac{1}{2}(q_n^2 + p_n^2) \quad (3.14)$$

$$\text{Implicite} : \frac{1}{2}(q_{n+1}^2 + p_{n+1}^2) = \frac{1}{(1 + h^2)}\frac{1}{2}(q_n^2 + p_n^2) \quad (3.15)$$

On constate que l'énergie n'est pas conservée au cours du temps avec les schémas standards à un pas.

Symplecticité : vérifier cette propriété revient à montrer cette égalité $dq_{n+1} \wedge dp_{n+1} = dq_n \wedge dp_n$.

$$\begin{aligned} \text{Explicite} : \frac{1}{2}dq_{n+1} \wedge dp_{n+1} &= (dq_n + hdp_n) \wedge (dp_n - hdq_n) \\ &= (1 + h^2)(dq_n \wedge dp_n) \end{aligned} \quad (3.16)$$

$$\text{Implicite} : \frac{1}{2}dq_{n+1} \wedge dp_{n+1} = \frac{1}{(1 + h^2)}(dq_n \wedge dp_n) \quad (3.17)$$

Les deux propriétés importantes dans le formalisme hamiltonien sont pas conservées avec les intégrateur Euler explicite et Euler Implicite.

3.2 Intégrateurs géométriques

Dans la littérature on peut citer comme référence deux œuvres des intégrateurs numériques géométriques (appelés les intégrateurs symplectiques) Hairer, Lubich & Wanner [5] et Reich & Leimkuhler [15]. On commence cette partie par rappeler les deux intégrateurs symplectiques à un pas (Euler symplectique A & Euler symplectique B), ensuite nous allons présenter le schéma de discrétisation utilisé dans la suite de nos travaux.

L'équation de l'oscillateur harmonique discrétisé avec les deux intégrateurs symplectiques, s'écrit

$$\text{forme A} : \begin{cases} q_{n+1} = q_n + hp_{n+1} \\ p_{n+1} = p_n - hq_n \end{cases} \quad \text{forme B} : \begin{cases} q_{n+1} = q_n + hp_n \\ p_{n+1} = p_n - hq_{n+1} \end{cases}$$

Les intégrateurs symplectiques sont construits pour conserver exactement la forme symplectique discrète.

Définition : Un schéma numérique est dit symplectique si son flot préserve la 2-forme symplectique discrète :

$$w_n = \sum_{i=1}^m dq_n^i \wedge dp_n^i \quad (3.18)$$

En particulier dans l'espace des phases de dimension 2, l'élément d'aire $dq_n \wedge dp_n$ est conservée au cours du temps

$$dq_{n+1} \wedge dp_{n+1} = dq_n \wedge dp_n \quad (3.19)$$

On constate que les schémas symplectiques garantissent la conservation de la forme symplectique discrète.

Cependant, le bilan de puissance discret n'est en général pas conservé exactement avec les intégrateurs symplectiques. L'énergie discrète s'écrit

$$H_{n+1} = H_n + h[\dots] \quad (3.20)$$

3.3 Simulation numérique

A titre de rappel des motivations, nous montrons dans la figure 2 l'espace de phase de l'oscillateur d'impact qui a comme fonction hamiltonienne $H(q, p) = \frac{1}{q^2} + \frac{1}{2}(q^2 + p^2)$. Ces résultats sont obtenus par deux intégrateurs numériques à un pas h : Euler standard et Euler symplectique. Les conditions initiales sont les mêmes pour les deux cas $q(0) = 2$ et $p(0) = -4$, avec un pas d'intégration de $h = 0.001$ et des intervalles d'intégration identiques dans les deux simulations.

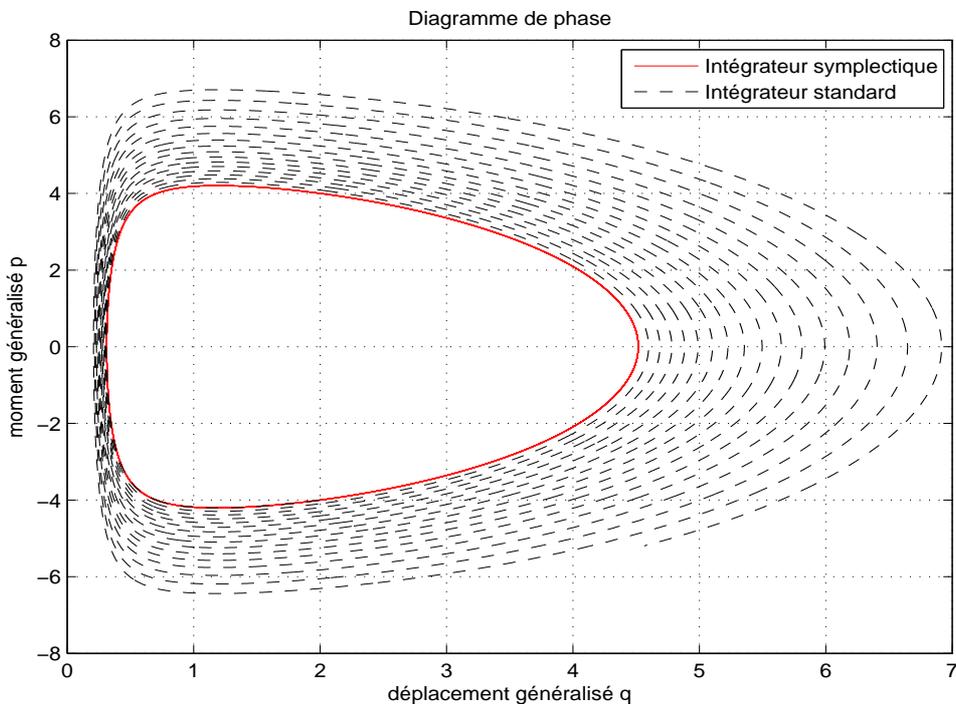


FIGURE 2 – Espace des phases (oscillateur d'impact)

Même pour un pas d'intégration très petit, le schéma d'Euler standard (trajectoire en noire '- -') s'écarte de la trajectoire obtenue par le schéma d'Euler symplectique (tracé continu) considérée comme la référence. Cela est dû à la non préservation de certaines propriétés. L'intérêt principal de cet exemple c'est de montrer la robustesse de ces intégrateurs géométriques. Ils arrivent à préserver ses propriétés même dans la zone d'injection où la vitesse est très grande.

4 Premiers résultats

Jusqu'à présent, nous avons juste rappeler quelques résultats qui existent dans la littérature. D'une part, la discrétisation des systèmes hamiltoniens autonomes (systèmes fermés). D'autre part, le formalisme hamiltonien et ces différents propriétés.

Notre contribution concerne d'une part la discrétisation des systèmes hamiltoniens à ports, et d'autre part, l'interconnexion des ces systèmes tout en préservant certaines de ses propriétés comme le flot numérique et l'énergie discrète.

Dans cette partie, on introduit les premiers travaux qui portent sur la famille d'intégrateurs symplectique à un pas appliqués sur des systèmes hamiltoniens. Ensuite, nous présentons la forme discrète des systèmes hamiltoniens à ports dans le cas où l'énergie est quadratique & séparable.

4.1 Famille d'intégrateurs symplectique à un pas

Le schéma auquel nous intéressons s'écrit sous la forme ci-dessous dans le cas des systèmes hamiltoniens autonomes avec énergie quadratique.

$$\begin{cases} q_{n+1} = q_n + h[(1 - \lambda)p_n + \lambda p_{n+1}] \\ p_{n+1} = p_n - h[\lambda q_n + (1 - \lambda)q_{n+1}] \end{cases} \quad (4.21)$$

Pour chaque valeur de λ on trouve un nouveau schéma symplectique. Si $\lambda = 1$ on retrouve la forme symplectique A, et si $\lambda = 0$ on retrouve la forme symplectique B.

Après calcul, la forme générale de ce schéma s'écrit :

$$\text{famille symplectique} : \begin{cases} q_{n+1} = \alpha q_n + \beta p_n \\ p_{n+1} = \gamma p_n - \beta q_n \end{cases} \quad (4.22)$$

Avec :

$$\alpha = \frac{1 - h^2\lambda^2}{1 + h^2\lambda(1 - \lambda)}; \quad \beta = \frac{h}{1 + h^2\lambda(1 - \lambda)}; \quad \gamma = \frac{1 - h^2(1 - \lambda)^2}{1 + h^2\lambda(1 - \lambda)};$$

Soit la forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} q_{n+1} \\ p_{n+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha & \beta \\ -\beta & \gamma \end{bmatrix} \begin{bmatrix} q_n \\ p_n \end{bmatrix}$$

Remarque : Le schéma semi-implicite (4.22) satisfait toutes les propriétés suivantes : la consistance, la stabilité et la convergence. Les coefficients de ce schéma peuvent être choisis selon le besoin.

4.1.1 Propriétés : Le bilan d'énergie et le flot numérique

On considère le système discret dans le cas où l'énergie est quadratique s'écrit sous la forme suivante

$$x_{n+1} = Mx_n \quad (4.23)$$

Ce flot est symplectique si et seulement si la matrice M appartient au sous-groupe de matrice symplectique $Sp(2n, \mathbb{R})$.

$Sp(2n, \mathbb{R})$ est constitué par les matrices $M = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}$ de telle sorte que

$$\begin{aligned} (i) \quad & A^T C \text{ et } B^T D \text{ sont symétriques} \\ (ii) \quad & A^T D - C^T B = \text{id} \end{aligned} \tag{4.24}$$

Par ailleurs, on peut écrire la conservation de l'énergie comme un produit scalaire

$$\begin{aligned} & H_{n+1} = H_n \\ \iff & \langle Mx_n, Mx_n \rangle = \langle x_n, x_n \rangle \\ \iff & M^T M = \text{id} \end{aligned} \tag{4.25}$$

Après détermination de degré de liberté λ contenu dans le schéma (4.22), on constate que l'énergie et la symplecticité sont conservées pour les systèmes qui s'écrivent sous la forme (4.23).

Pour $\lambda = \frac{1}{2}$, on trouve

La symplecticité :

$$\begin{aligned} (i) \quad & \alpha^T(-\beta) \text{ et } \beta^T \gamma \text{ sont symétriques} \\ (ii) \quad & \alpha^T \gamma - \beta^T \beta = 1 \end{aligned}$$

La conservation de l'énergie :

$$M^T M = \begin{bmatrix} \alpha & \beta \\ -\beta & \gamma \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \alpha & \beta \\ -\beta & \gamma \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha^2 + \beta^2 & \alpha\beta - \beta\gamma \\ \alpha\beta - \beta\gamma & \gamma^2 + \beta^2 \end{bmatrix}$$

D'où :

$$M^T M = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad \text{l'énergie est conservée}$$

Remarque : Le schéma (4.22) est exact au sens qu'il préserve le bilan de puissance discret et le flot numérique. Le lien entre ce dernier et la solution exacte porte sur la paramétrisation en temps de la solution numérique, théorème de Ge et Marsden [8].

4.1.2 Résultats numériques

Dans cette partie, nous montrons l'utilité du schéma précédent (4.22) qui contient toute la famille des intégrateurs symplectiques à un pas. Afin d'illustrer cette problématique nous avons comparé l'erreur commises avec différents schémas de discrétisation dans le cas des systèmes linéaires.

Jusqu'à présent l'étude analytique de l'erreur commise avec ce schéma n'a pas été développée. Le choix de λ se fait par minimisation d'un critère d'erreur par exemple. Des que le critère est satisfait on récupère la valeur de λ pour calculer les coefficients de (4.22).

Les résultats de simulation obtenus montrent la performance de schéma discret présenté précédemment.

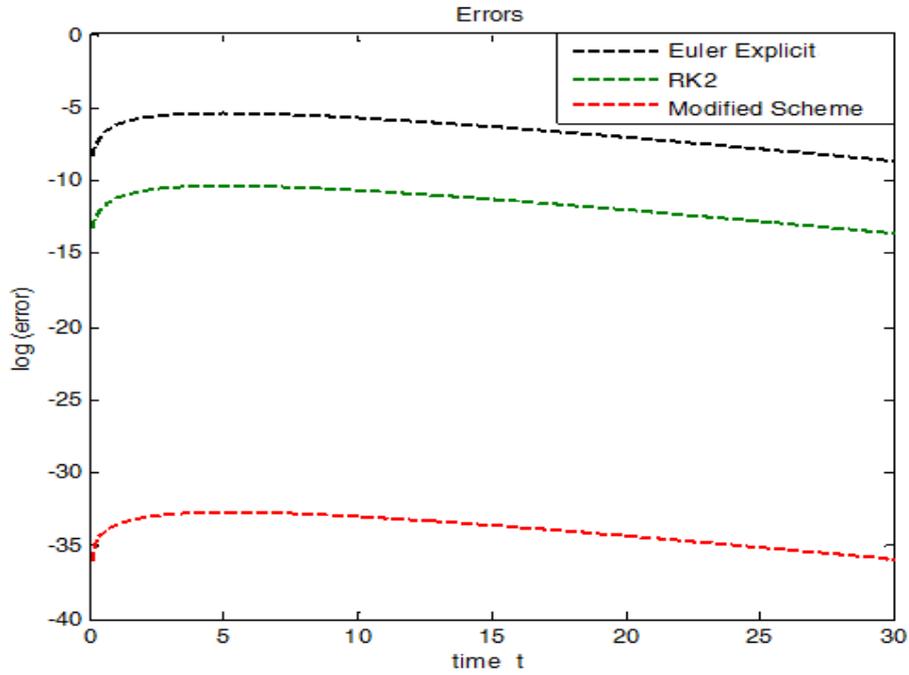


FIGURE 3 – Comparaison des erreurs : Euler explicite, Runge-Kutta, et schéma modifié

L'ordre des erreurs sont classées dans les tableaux ci-dessous.

TABLE 1 – Erreurs ($h = 0.1s$)

	Euler explicite	Runge-kutta 2	Schéma proposé
Erreur	$4,5 \times 10^{-3}$	$3,12 \times 10^{-5}$	6×10^{-15}

Maintenant nous allons classer les différentes erreurs commises avec les mêmes schémas précédents mais cette fois-ci le pas de discrétisation est un peu grand $h = 1s$.

TABLE 2 – Erreurs ($h = 1s$)

	Euler explicite	Runge-kutta 2	Schéma proposé
Erreur	5×10^{-2}	$3,5 \times 10^{-3}$	9.1×10^{-14}

Nous présentons maintenant dans la figure ci-dessous les résultats numériques de l'évolution de l'énergie au cours du temps obtenue avec différents schémas numériques.

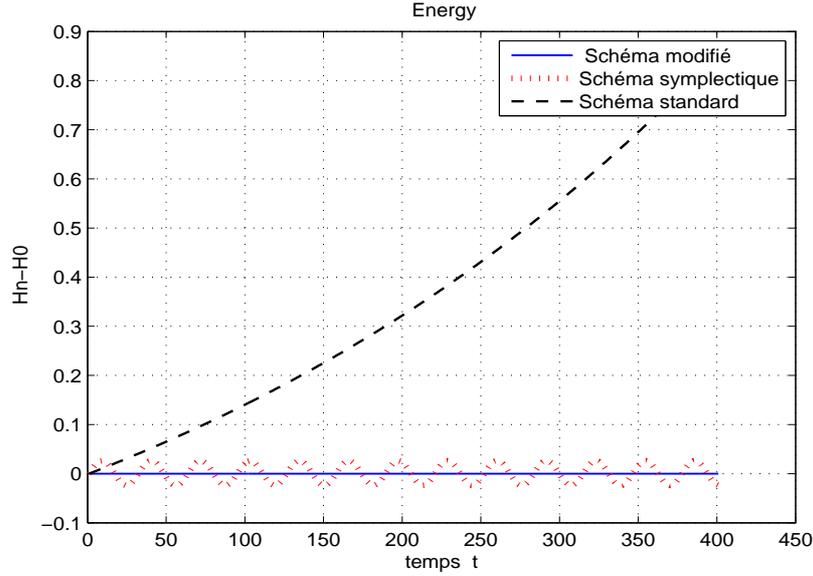


FIGURE 4 – Évolution de l'énergie au cours du temps

Théoriquement, dans le cas continu l'énergie est conservée au cours du temps, mais dans le cas discret on observe évolution (divergence) liée à l'accumulation d'erreur causée par le schéma d'intégration standard (courbe en noire '- -'). En effet, un schéma standard ne prend pas en compte les caractéristiques géométriques des équations. Ce résultat numérique illustre donc l'importance de mettre en œuvre un schéma de discrétisation qui préserve les propriétés de la structure hamiltonienne.

On constate qu'avec l'intégrateur symplectique forme A (courbe en rouge), l'erreur numérique accumulée est fortement réduite par rapport à l'intégrateur standard.

La courbe en bleu obtenu avec le schéma modifié reste constante au cours du temps ce qui confirme les résultats analytiques de ce schéma. Donc, le schéma modifié préserve exactement l'énergie discrète sur des temps plus longs.

4.2 Énergie quadratique

Nous considérons maintenant le cas particulier des systèmes hamiltoniens à ports avec une *énergie quadratique* et un champ de vecteur d'entrée agissant sur le moment uniquement. La dynamique de ces systèmes s'écrit

$$SHP \text{ quadratique} : \begin{cases} \dot{q} = p \\ \dot{p} = -q + u \\ y = p \end{cases} \quad (4.26)$$

Le schéma d'intégration que nous proposons repose sur les intégrateurs symplectiques à un pas. À notre connaissance ce type de résultat n'existe pas dans la littérature.

Le schéma s'écrit en terme des trajectoires sous la forme ci-dessous

$$\begin{cases} q_{n+1} = q_n + h[(1 - \lambda)p_n + \lambda p_{n+1}] \\ p_{n+1} = p_n - h[\lambda q_n + (1 - \lambda)q_{n+1}] + hu \\ y_n = \frac{q_{n+1} - q_n}{h} \end{cases} \quad (4.27)$$

Après calcul, on trouve

$$SHPD \text{ quadratique} : \begin{cases} q_{n+1} = \alpha q_n + \beta p_n + \delta u \\ p_{n+1} = \gamma p_n - \beta q_n + \beta u \\ y_n = \frac{q_{n+1} - q_n}{h} = \Delta q_n \end{cases} \quad (4.28)$$

Avec : α , β , γ et δ sont des paramètres dépendent de λ et h (pas de discrétisation).

Le bilan de puissance associé s'exprime alors

$$\begin{aligned} H_{n+1} &= \frac{1}{2}(q_{n+1}^2 + p_{n+1}^2) \\ &= \frac{1}{2}([\alpha q_n + \beta p_n + \delta u]^2 + [\gamma p_n - \beta q_n + \beta u]^2) \\ &= \vdots \\ &= H_n + (q_{n+1} - q_n)u_n \\ H_{n+1} &= H_n + \Delta q_n u_n \end{aligned} \quad (4.29)$$

Le résultat (4.29) est obtenu pour $\lambda = \frac{1}{2}$, donc le bilan de puissance discret s'écrit

$$\frac{\Delta H_n}{h} = y_n u_n \quad (4.30)$$

Remarque : on observe donc que la continuité de puissance est préservée pour le système hamiltonien à port discret (SHPD) dans le cas de l'énergie quadratique.

Dans le cas continu le bilan de puissance des systèmes hamiltoniens à ports égal à $\int_n^{n+1} y(\tau)u(\tau) d\tau$ → le système est strictement passif.

4.3 Énergie séparable

Dans cette partie, on introduit un nouveau schéma d'intégration qui permet de préserver exactement l'énergie discrète dans le formalisme hamiltonien. Ce schéma a été abordé pour la première fois en 1974 par Donald Greenspan [10]. L'unique inconvénient de ce schéma c'est qu'il est implicite, donc le temps de calcul sera long vu qu'il faut d'abord passer par des étapes intermédiaires afin de pouvoir l'implémenter.

Considérons que l'énergie s'écrit

$$H(q, p) = \frac{1}{2}p^2 + V(q) \quad (4.31)$$

La forme du système continu est

$$\text{systeme autonome} : \begin{cases} \dot{q} = p \\ \dot{p} = -\frac{\partial V(q)}{\partial q} \end{cases} \quad (4.32)$$

La forme discrétisée s'écrit

$$\begin{cases} \frac{q_{n+1} - q_n}{h} = \frac{p_{n+1} + p_n}{2} \\ \frac{p_{n+1} - p_n}{h} = \frac{V(q_{n+1}) - V(q_n)}{p_{n+1} - p_n} \end{cases} \quad (4.33)$$

Le bilan de puissance discret associé au système hamiltonien autonome, s'écrit

$$\begin{aligned} H(q_{n+1}, p_{n+1}) - H(q_n, p_n) &= \frac{1}{2}(p_{n+1}^2 - p_n^2) + V(q_{n+1}) - V(q_n) \\ &= \left(\frac{p_{n+1} + p_n}{2}\right)\left(\frac{p_{n+1} - p_n}{h}\right)h + \left(\frac{V(q_{n+1}) - V(q_n)}{p_{n+1} - p_n}\right)\left(\frac{q_{n+1} - q_n}{h}\right)h \end{aligned} \quad (4.34)$$

En remplaçant l'équation (4.36) dans (4.34), on trouve

$$H(q_{n+1}, p_{n+1}) - H(q_n, p_n) = 0 \quad (4.35)$$

Remarque : le schéma discret de D. Greenspan conserve exactement l'énergie discrète [17].

Dans nos travaux on s'intéresse à des systèmes hamiltoniens à ports et pas à des systèmes autonomes. Le SHPD s'écrit

$$\text{SHPD} : \begin{cases} \frac{q_{n+1} - q_n}{h} = \frac{p_{n+1} + p_n}{2} \\ \frac{p_{n+1} - p_n}{h} = \frac{V(q_{n+1}) - V(q_n)}{p_{n+1} - p_n} + u_n \end{cases} \quad (4.36)$$

Le bilan de puissance s'écrit

$$\begin{aligned} H(q_{n+1}, p_{n+1}) - H(q_n, p_n) &= \frac{1}{2}(p_{n+1}^2 - p_n^2) + V(q_{n+1}) - V(q_n) \\ &= \left(\frac{p_{n+1} + p_n}{2}\right)\left(\frac{p_{n+1} - p_n}{h}\right)h + \left(\frac{V(q_{n+1}) - V(q_n)}{p_{n+1} - p_n}\right)\left(\frac{q_{n+1} - q_n}{h}\right)h \\ &\quad + (q_{n+1} - q_n)u_n \\ &= (q_{n+1} - q_n)u_n \end{aligned} \quad (4.37)$$

soit finalement

$$\frac{\Delta H_n}{h} = \frac{H_{n+1} - H_n}{h} = y_n u_n \quad \text{Quelques soit le pas de discrétisation } 'h'.$$

Donc, on observe que pour les système hamiltonien à port la continuité de la puissance est préservée par le bilan de l'énergie discrétisée. Le système (4.36) est sans pertes.

5 Conclusion et perspectives

Dans ce mémoire, nous avons présenté les premiers éléments de l'étude du schéma numérique pour les systèmes hamiltoniens à ports.

Les deux premières parties de ce rapport sont basées sur l'étude de la bibliographie. Nous avons montré d'une part l'utilité de préserver les propriétés du formalisme hamiltonien, et d'autre part, la nécessité de choisir un bon schéma d'intégration qui respecte certaines propriétés.

Notre objectif initial était la discrétisation en temps des systèmes hamiltoniens à ports. Nous avons donné un premier résultat concernant l'intégration de ces systèmes dans le cas où l'énergie est quadratique & séparable.

En perspectives, il convient de poursuivre cette première esquisse de résultat pour l'étendre sur une classe des SHP plus général (énergie non-séparable, systèmes non-linéaires,...,etc).

Parmi les travaux en cours, nous avons intéressé à la synthèse d'un contrôleur discret de type IDA-PBC. Les premiers résultats montrent l'avantage des ces contrôleurs discrets basés sur le schéma de D. Greenspan contrairement à ceux qui existent dans la littérature qui sont basés sur les schémas standards [13, 18]. Afin d'illustrer cette problématique, on prend comme exemple un oscillateur harmonique sans dissipation. La figure 5 montre la différence entre les différents contrôleurs IDA-PBC discret.

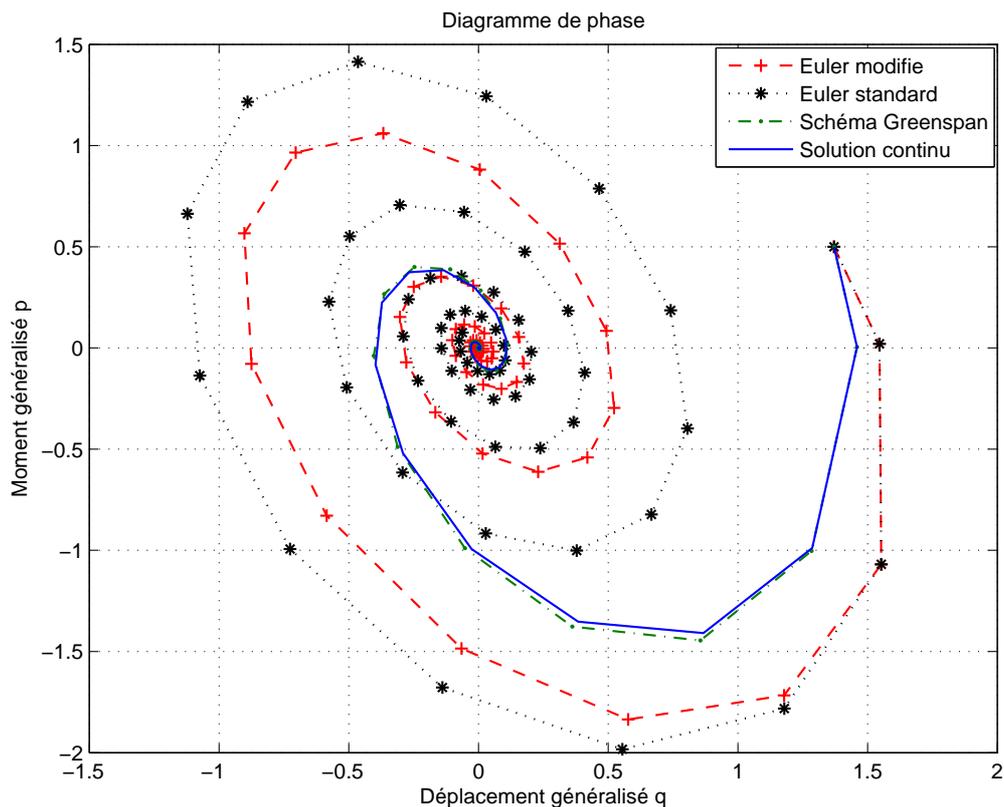


FIGURE 5 – Le diagramme de phase pour différents contrôleurs IDA-PBC

On observe que les deux courbes (pointillée * & tirt +) obtenues avec Euler standard et Euler modifié [13] sont éloignées par rapport à la solution continue, et cela est dû à l'accumulation de l'erreur numérique commise avec chaque schéma d'intégration.

Cependant, le contrôleur IDA-PBC discret proposé (courbe en pointillée .) qui préserve certaines propriétés, est superposé à la solution continue (Les deux trajectoires sont presque similaires, même allure, même vitesse de convergence,...,etc).

Pour bien distinguer la différence entre le résultat proposé et ce qui existe dans la littérature, la conservation de l'énergie à été étudiée en éliminant le bouclage de l'injection du contrôleur IDA-PBC. Ce gain de retour peut être vu comme étant l'injection d'un amortissement au système dans le but de le converger vers un point désiré. Les résultats numériques sont affichés dans la figure 6.

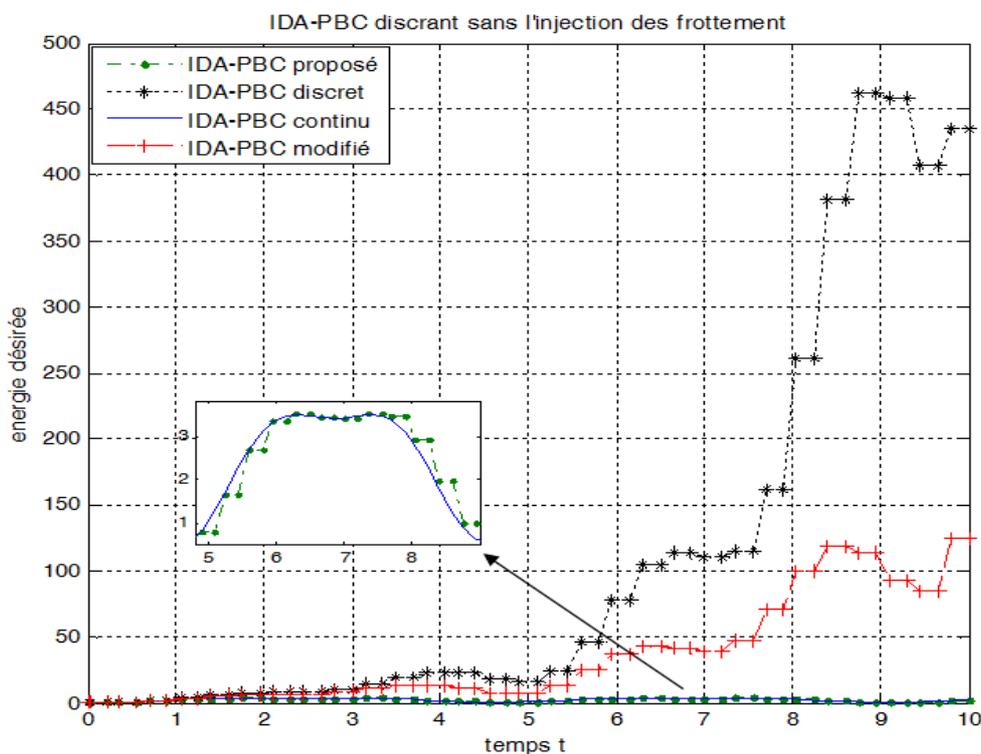


FIGURE 6 – Énergie désirée sans gain d'injection

L'interconnexion des sous-systèmes jouent un rôle crucial dans la modélisation. Il devient donc nécessaire d'étendre ces premiers résultats obtenus.

Enfin, nous allons exploiter cette approche énergétique d'une part pour la construction des observateurs, et d'autre part, pour l'approximation des systèmes de dimension infinie (EDP) en respectant certaines propriétés tout en se basant sur les éléments de Whitney.

Bibliographie

- [1] A. Bossavit. *Computational Electromagnetism*. Academic Press, 1998.
- [2] T. J. Bridges. Canonical multi-symplectic structure on the total exterior algebra bundle. *Mathematical Physical & Engineering Sciences*, 462 :1531–1551, 2006.
- [3] D. Cohen. Conservation properties of numerical integrators for highly oscillatory hamiltonian systems. In *IMA J. Numer. Anal.*, 26, 34-59, 2005.
- [4] D. Cohen and E. Hairer. Linear energy-preserving integrators for poisson systems. *BIT Numerical Mathematics*, 51 :91–101, 2011.
- [5] C. Lubich E. Hairer and G. Wanner. *Geometric Numerical Integration. Structure-Preserving Algorithms for Ordinary Differential Equations*. Springer Series in Computational Mathematics 31, 2002.
- [6] R. I. McLachlan E. Hairer and R. D. Skeel. On energy conservation of the simplified takahashi-imada method. *M2AN Math. Model*, 43 :631–644, 2009.
- [7] D. Eberard. *Extension des systèmes hamiltoniens à ports aux systèmes irréversibles*. PhD thesis, Université Claude Bernard Lyon1, 2006.
- [8] Z. Ge and J. E. Marsden. Lie-poisson hamiltonion-jacobi theory and lie-poisson integrators. *Journal of Physics letters A*, 139 :133–134, 1988.
- [9] G. Golo, V. Talasila, A.J. van der Schaft, and B.M. Maschke. Hamiltonian discretization of the the Telegrapher’s equation. *Automatica*, 2004.
- [10] D. Greenspan. Discrete numerical methods. In *Physics and Engineering*. Academic Press,, 1974.
- [11] E. Hairer. Variable time step integration with symplectic methods. *Appl. Numer. Math.*, 25 :219–227, 1997.
- [12] G. W. Patrick J. E. Marsden and S. Shkoller. *Multisymplectic Geometry, Variational Integrators, and Nonlinear PDEs*. Communications in Mathematical Physics, 1998.
- [13] D. S. Laila and A. Astolfi. Discrete-time ida-pbc design for separable hamiltonian systems,. In *16th IFAC World Congress, Prague.*, 2005.
- [14] B. Leimkuhler and S.Reich. Symplectic integration of constrained hamiltonian systems. *Mathematics of Computation*, 63 :589–605, 1994.

- [15] B. Leimkuhler and S.Reich. *Simulating Hamiltonian Dynamics*. Cambridge Monographs on Applied and Computational Mathematics, 2005.
- [16] M. Perlmutter R. I. McLachlan and G. R. W. Quispel. Lie group foliations : dynamical systems and integrators. *Future Generation Computer Systems*, 19 :1207–1219, 2003.
- [17] Y. Shibberu. Time-discretization of hamiltonian dynamical systems. *Comput. and Math. Appl*, 28 :123–146, 1994.
- [18] L. Gören Sümer and Y. Yalçin. A direct discrete-time ida-pbc design method for a class of underactuated hamiltonian systems. In *18th IFAC World Congress, Italy*, 2011.
- [19] J. Clemente-Gallardo V. Talasila and A. J. van der Schaft. Geometry and hamiltonian mechanics on discrete spaces. *physics A : Mathematical and General*, 37 :9705–9734, 2004.
- [20] J. Clemente-Gallardo V. Talasila and A. J. van der Schaft. Discrete port-hamiltonian systems. *Systems & Control Letters*, 55 :478–486, 2006.
- [21] A.J. van der Schaft and B.M. Maschke. Hamiltonian formulation of distributed parameter systems with boundary energy flow. *J. of Geometry and Physics*, 42 :166–174, 2002.



Laboratoire Ampère – CNRS UMR 5005

Ecole Doctorale Electronique, Electrotechnique, Automatique – EEA

Electrovanne Pneumatique Ultrarapide

Rapport de première année

2011/2012

Doctorant : Thiago CAETANO FERREIRA

Encadrants : Eric BIDEAUX, Fabien SIXDENIER

Sommaire

1. Introduction.....	3
1.1. – Contexte	3
1.2. – Problématique de la thèse	3
2. Etat de l’art.....	4
2.1. – Actionneurs piézoélectriques	4
2.2. – Actionneurs à magnétostriction	6
2.3. – Les matériaux à Mémoire de Forme Magnétique (MFM).....	7
2.4. – Autres technologies.....	8
2.5. – Produits concurrents	9
2.6. – Cahier des Charges ASCO	9
3. Etude des sections de passage	11
3.1. – Section de passage de référence.....	11
3.2. – Formes et méthodes d’ouverture	12
3.3. – Choix retenus.....	17
3.3.1. – Critères de sélection	17
3.3.2. – Etude en CFD (<i>Computational Fluid Dynamics</i>).....	17
4. Motorisation.....	19
4.1. – Choix de la motorisation.....	19
4.2. – Première modélisation pour dimensionnement.....	21
4.2.1. – Moteur.....	21
4.2.2. – Couples agissant sur le système	24
4.2.3. – Premiers résultats sous Simulink.....	26
5. Conclusions et perspectives	28
Bibliographie.....	29
Annexe A – Détail de l’étude de la section de passage.....	32
Annexe B – CFD	35
Annexe C – Modélisation d’un moteur pas-à-pas à aimant disque	38

Table des Figures

Figure 1 - Schéma de principe de la valve proposée [3].	5
Figure 2 - Electrovanne piézoélectrique - Hörbiger plate [4]	5
Figure 3 - Valve pneumatique pour le tri [6]	6
Figure 4 - Actionneur à matériau magnétostrictif [7][8]	7
Figure 5 - Tri d'objets à l'aide d'un jet d'air [29]	10
Figure 6 - Tuyère convergente	11
Figure 7 - Formes basiques d'une section de passage.	12
Figure 8 - Déplacement nécessaire pour l'ouverture totale de la section.	13
Figure 9 - Différentes méthodes d'ouverture d'une section circulaire	14
Figure 10 - Définition d'un système multi-fentes	15
Figure 11 - Méthodes d'ouverture: rotation (haut) et translation (bas)	15
Figure 12 - Disque multi-fentes en rotation	16
Figure 13 - Disque multi-fentes en translation pour différents diamètres externes.	16
Figure 14 - Modèle CFD	18
Figure 15 - Résultats de la CFD	19
Figure 16 - Moteur aimant disque Portescap®	20
Figure 17 - Concept pour l'actionneur de l'électrovanne (dimensions en mm)	21
Figure 18 - Architecture de l'actionneur proposé	22
Figure 19 – a) - Circuit magnétique équivalent ; b) Structure d'un pôle de l'actionneur	22
Figure 20 - Élément de base: anneau	24
Figure 21 - Caractéristiques du moteur AM1020-A-0.25-8-ee [39]	25
Figure 22 - Commande de l'actionneur	26
Figure 23 - Profil de position	27
Figure 24 - Profil de vitesse et couple	27

1. Introduction

1.1. – Contexte

Le développement des composants de contrôle du débit à commutation rapide est aujourd'hui un enjeu majeur dans le domaine de la transmission de puissance par fluide. Actuellement l'utilisation de ce type de transmission présente toujours d'énormes avantages en termes de densité de puissance, de compacité, d'utilisation dans des environnements sévères, de fiabilité, et de faible coût.

Le marché des électrovannes pneumatiques rapides à forte capacité de débit est aujourd'hui en forte progression. La plupart des constructeurs propose ces composants pour la génération de jets d'air pour des applications dans l'automobile, l'agro-alimentaire ou le tri des déchets. Ils atteignent des temps de réponse de l'ordre de quelques millisecondes même pour des débits élevés (150 NI/mn) avec une contrainte de faible encombrement ($< 10 \text{ cm}^3$). Les technologies les plus souvent utilisées sont des électrovannes à tiroir ou à clapet commandées par un actionneur électromagnétique.

La prochaine génération de composants de ce type devra gagner en termes de temps de réponse tout en conservant les autres performances: débit, dispersion, consommation et durée de vie.

1.2. – Problématique de la thèse

Le développement de composants à commutation rapide, comme les électrovannes ON/OFF qui font l'objet de ce travail de thèse, va permettre de se rapprocher des architectures de contrôle des systèmes électriques comme les hacheurs dont les hauts rendements sont dus en particulier à la limitation des pertes lors de la commutation de la puissance transférée. La commutation extrêmement rapide de ces éléments permet des gains substantiels d'un point de vue énergétique sans limiter les performances au niveau de la charge. On peut donc prévoir que le développement d'électrovannes à commutation rapide permettra le déploiement de contrôles de type digital à haut rendement.

D'un point de vue scientifique, les enjeux se situent donc à 2 niveaux:

Tout d'abord au niveau de l'actionnement de l'élément de commutation : le débit étant lié à la section de passage, plus le débit est important, plus la variation de section doit l'être également. Pour répondre aux contraintes dynamiques, il faut donc repenser et optimiser les principes de variation de section. Evidemment, la consommation énergétique de cet étage doit rester très faible devant la puissance transmise par l'élément commutant. Le développement d'actionneurs électriques miniatures à haute fréquence et grande course est donc le principal enjeu concernant ce premier aspect du travail de thèse.

Dans un deuxième temps, le comportement dynamique du système doit être étudié. A de telles fréquences, il n'est plus possible de négliger la dynamique de l'écoulement et la prise en compte de cet aspect dans la conception du composant est essentielle. En outre, la puissance transmise étant directement liée au débit de fluide, il sera nécessaire d'optimiser les concepts de l'élément commutant, afin de maximiser le débit tout en limitant les pertes et l'impact sur le transitoire de débit.

Cette thèse se fait dans le cadre d'une thèse CIFRE en partenariat avec ASCO Numatics, référence dans le domaine de contrôle et de transmission de puissance par fluide. L'objectif final est le développement d'une électrovanne ultrarapide qui permettra à la société ASCO de se positionner en avance par rapport à ses concurrents sur le marché du tri avec un produit ayant des performances non encore atteintes.

Ce rapport a comme objectif de présenter les principales actions menées pendant cette première année de thèse.

2. Etat de l'art

2.1. - Actionneurs piézoélectriques

Les premières électrovannes dites à commutation rapide datent des années 80. L'évolution et l'application des composants piézoélectriques dans divers domaines ont stimulé l'utilisation de ces matériaux dans l'industrie du contrôle par fluide. Les actionneurs basés sur ce principe étaient prometteurs car ils permettaient la conversion de la puissance électrique en mécanique tout en gardant des dynamiques importantes.

En 1985 une nouvelle électrovanne à PZT (Titano-Zirconate de Plomb) a été présentée [1]. Il s'agit d'une vanne hydraulique commandée par une lame multicouche en flexion. Malgré les performances attendues, les auteurs sont confrontés aux problèmes d'hystérésis des matériaux piézoélectriques. En 1991 [2], les mêmes auteurs proposent une méthode de compensation de l'hystérésis à l'aide d'un algorithme mais des problèmes de performance en termes de répétabilité apparaissent.

Toujours dans le domaine électrohydraulique YAMADA and all [3] ont proposé en 1999 une électrovanne (cf. figure 1) ayant un temps de cycle d'environ 4 millisecondes (2 ms en ouverture et 2 ms en fermeture). Cet actionneur est piloté avec une tension de 200V pour avoir un déplacement de 970 μm . Les essais montrent un fonctionnement à une fréquence maximale de 200 Hz et un débit relativement faible: 1,2 l/min à une pression absolue en amont de 30 bar.

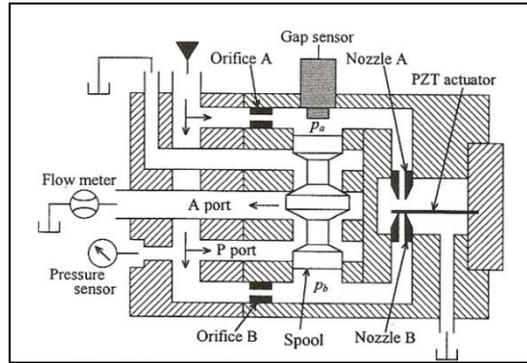


Figure 1 - Schéma de principe de la valve proposée [3].

BRANSON and all [4] ont également étudié une vanne hydraulique avec actionneur en PZT à 1 étage (cf. figure 2). Dans ce cas, il s'agit d'un empilement de lames de PZT (*stack actuator*) piloté à une tension de 1000V pour un courant maximal de 2 A.

Les essais réalisés par les auteurs montrent de meilleurs résultats en termes de temps de réponse et débit maximal atteints. La plage de fréquence se situe entre 150 et 300 Hz. Le temps de réponse obtenu pour l'ouverture est de l'ordre de 1,5 ms. Le débit est de 65 l/min à une pression de 20 bar. Même si dans ce cas, l'actionneur piézoélectrique est lié directement à la pièce mobile (actionnement direct), les auteurs mettent en évidence les effets des faibles courses de l'actionneur à PZT qui limitent l'ouverture de la section de passage, et conseillent l'utilisation d'un étage d'amplification mécanique.

Une partie intéressante sur ce produit est l'étage en débit. L'obturateur est composé de deux disques, un à trou et l'autre à fentes annulaires, appelées « *Hörbiger plates* ». Leur déplacement relatif assure le découvrement de la section de passage.

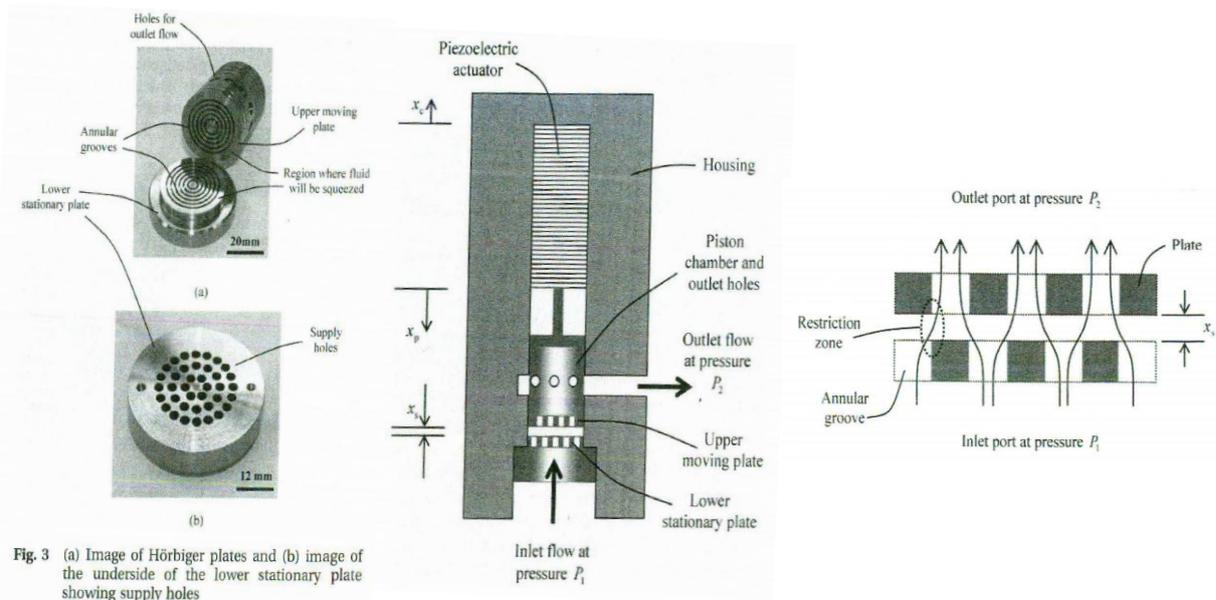


Figure 2 - Electrovanne piézoélectrique - Hörbiger plate [4]

L'évolution dans le domaine hydraulique, en grande partie dans l'industrie automobile, a aussi stimulé l'application de ces actionneurs dans le domaine pneumatique.

En 2008, YUN et al [5] proposent l'étude d'un composant à deux étages pour le contrôle de pression ayant comme actionneur une lame piézoélectrique multicouches. Ce système alimenté en tension (40 à 80V) et composé de deux étages possède un temps d'ouverture d'environ $T_{on} = 0,29$ s. Même avec l'évolution de ce matériau, les problèmes d'hystérésis ainsi que les difficultés de fabrication sont cités comme les principaux inconvénients de cet actionneur.

Selon les auteurs, le comportement du PZT est semblable à celui d'un condensateur. Cela les a conduits à mener une étude pour améliorer la technique de décharge de la tension dans le matériau. Du côté mécanique, un problème de friabilité a également été observé pendant les essais d'endurance à partir de quelques dizaines de millions de cycles.

En 2010, les auteurs proposent une électrovanne pneumatique pour des applications de tri [6]. L'actionnement est également une lame piezo en flexion comme indiqué ci-dessous.

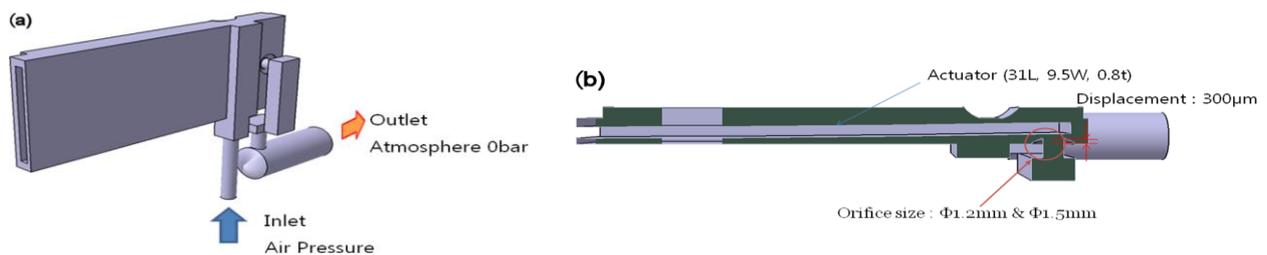


Figure 3 - Valve pneumatique pour le tri [6]

Avec un déplacement de $300\mu\text{m}$ et sous une pression de travail maximale de 5 bar, l'électrovanne peut fournir un débit maximal de 33 Nl/min. Par contre les informations concernant le temps de réponse n'ont pas été fournies.

2.2. - Actionneurs à magnétostriction

D'autres techniques d'actionnement comme les matériaux magnétostrictifs sont décrites dans la littérature [7][8]. Par contre les actionneurs obtenus ne permettent d'obtenir que de faibles courses quand ils sont soumis à un champ magnétique (même ordre de grandeur que les PZT). Ils présentent également une hystérésis très importante (environ 25%).

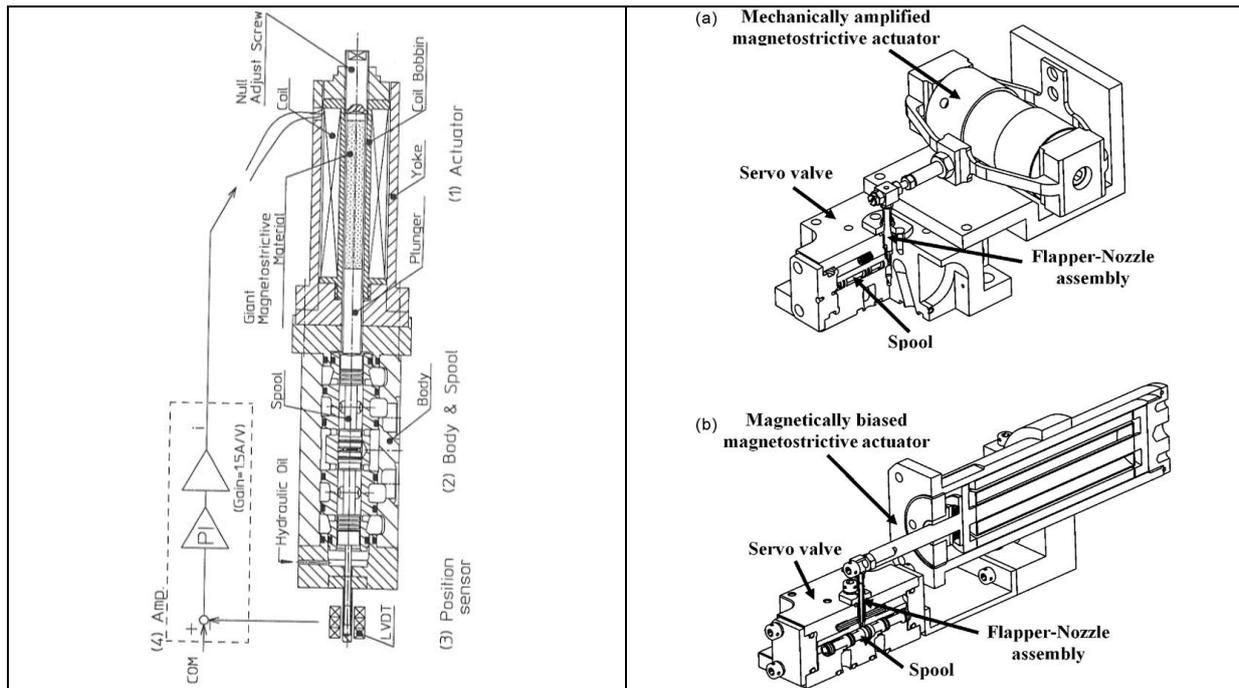


Figure 4 - Actionneur à matériau magnétostrictif [7][8]

2.3. - Les matériaux à Mémoire de Forme Magnétique (MFM)

La recherche relativement récente sur les MFM est en plein développement. Le matériau MFM, comme l'alliage NiMnGa, est un métal martensitique à structure tétragonale avec anisotropie magnétique. Quand il est soumis à un champ magnétique externe, les cristaux se réorientent et produisent un effet de changement de forme macroscopique qui entraîne une variation de 5 à 10% de l'élongation.

Les actionneurs utilisant des matériaux MFM peuvent typiquement fournir une pression de 2 MPa (la force fournie varie en fonction de la section du matériau) pour une élongation de 6%. Le temps de réponse varie autour de 0.5 ms pour le début du mouvement et 1 ms pour atteindre l'élongation maximale. [9]

Un tableau comparatif entre les différents types d'actionneurs a été mis à disposition par le fournisseur GoodFellow et les principales caractéristiques de ces matériaux sont présentées sur le tableau suivant.

Tableau 1 - Tableau comparatif [10]

	Bulk Piezo (PZT)	Multilayered piezo	Magnetostrictive Terfenol-T	MSM Ni-Mn-Ga
Control Field	Electric	Electric	Magnetic	Magnetic
Max. strain ξ ($\mu\text{m}/\text{mm}$), linear	0.3	1.25	1.6	100
Work output, $\sigma_{bl} \times \xi$ (MPa \times $\mu\text{m}/\text{mm}$)*	6	25	112	300
Young's modulus (GPa)	48-74	45-62	25-35	7.7**
Tensile strength (MPa)	5-50	5-30	28	
Compressive strength (MPa)	60	50	700	700
Curie Temperature ($^{\circ}\text{C}$)	200-350	200-350	380	103 [#]
Max. operating temperature ($^{\circ}\text{C}$)	100	100	150	70 [#]
Resistivity (Ωm)	10^{10}	10^{10}	58×10^{-8}	80×10^{-8}
Relative permittivity	800-2400	800-2400	NA	NA
Relative permeability	1	1	3-10	1.5-40
Coupling factor (%)	75	70	75	75
Max. energy density (kJ/m^3)	2	18.5	27	90
Field strength for max. strain	2 MV/m	2 MV/m	240 kA/m	400 kA/m

En raison de leurs caractéristiques telles que l'élongation à 6% et la possibilité de travailler à des fréquences de 1 kHz, les matériaux à mémoire de forme magnétique deviennent intéressants pour l'actionnement des électrovannes rapides.

Actuellement quelques applications du MFM pour la réalisation d'actionneurs peuvent être trouvées dans la littérature [11][12][13]. Par contre, comme il s'agit encore d'une technologie en cours de recherche et développement, les prix sont rédhitoires et l'application dans le domaine industriel n'est pas encore d'actualité.

2.4. – Autres technologies

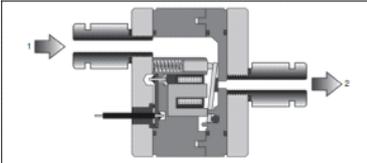
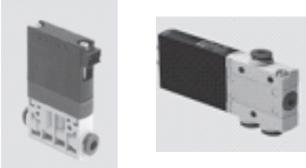
D'autres types de mécanismes ont été développés, comme par exemple les systèmes rotatifs [14][15][16][17], opto-pneumatique [18], magneto-rhéologique [19] et l'utilisation des alliages à mémoire de forme [20]. Ces systèmes ne présentent pas en général de dynamiques importantes mais ils sont utiles pour montrer les différentes architectures que l'on peut avoir pour le design d'une électrovanne.

Les actionneurs les plus courants pour les des électrovannes 2/2 (deux positions et deux orifices) sont encore les systèmes à bobine électrique, technologie bien maîtrisée dans le domaine industriel. La recherche bibliographique montre une évolution de ce type de système concernant les différentes architectures et assemblages [21][22][23], l'optimisation de design et des matériaux [24][25][26] ainsi que les lois de commande pour ces ensembles[27][28].

2.5. – Produits concurrents

Aujourd'hui sur le marché il existe des électrovannes rapides à fort débit qui sont vendues par différents fabricants. Elles sont présentées dans le tableau 2.

Tableau 2 - Electrovanne rapides à fort débit disponibles sur le marché

	Actionnement	Étage en débit	Temps de réponse	Débit fourni
Matrix 	Electroaimant	Rocker	~1 ms (ouverture)	< 100l/min
SMC 	Electroaimant	Palette flottante	~1 ms (ouverture et fermeture-sous conditions)	100-150 l/min
Festo 	Electroaimant	Clapet	2-7 ms (ouverture - dépendant du modèle)	100-750 l/min
MAC 	Electroaimant	Clapet		

Nous remarquons que ces produits possèdent tous un actionnement par électroaimant mais un étage en débit ayant différentes architectures. Le temps de réponse affiché dans le tableau ci-dessus est fourni par le constructeur. A présent nous n'avons pas d'information sur la procédure de mesure de ce temps, c'est-à-dire, s'il s'agit bien d'un temps de réponse de l'étage en débit associé à l'étage d'actionnement.

2.6. – Cahier des Charges ASCO

ASCO Numatics veut apporter au marché des électrovannes à commutation rapide un produit pour des applications de tri. En général ces électrovannes pneumatiques sont placées en sortie

d'un tapis roulant et expulser, à l'aide d'un jet d'air pulsé, des objets indésirables qui ont été repérés par un système d'acquisition d'images (voir figure 5).

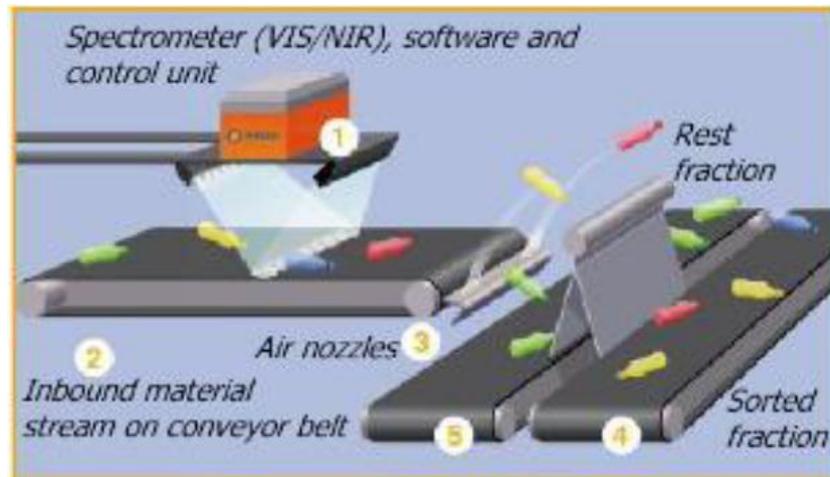


Figure 5 - Tri d'objets à l'aide d'un jet d'air [29]

Mis à part le système d'acquisition, la vitesse du tapis est limitée par la fréquence maximale à laquelle les électrovannes peuvent travailler. Donc pour améliorer la production il est intéressant d'avoir des systèmes ayant des temps de réponse très courts.

Pour assurer une bonne précision dans l'expulsion d'un objet, ces produits doivent être répétables et reproductibles ainsi qu'avoir une faible consommation d'énergie.

Suite à ces contraintes, ASCO Numatics a proposé le cahier des charges suivant :

- Temps de réponse (ouverture et fermeture) en-dessous de la milliseconde ;
C'est-à-dire un produit qui pourrait travailler à des fréquences $f \sim 1\text{kHz}$.
- Fournir un débit supérieur à 100 N l/min à une pression absolue en amont $P=7\text{bar}$;
- Répétabilité et reproductibilité : 10% ;
- Contrainte de dimension : largeur inférieure à 10 mm ;
Cela permettrait le positionnement de plusieurs produits côte-à-côte afin de diminuer le pas entre les différents jets et d'avoir la possibilité d'expulser des objets de petites dimensions.
- Durée de vie : supérieure à 500 millions de cycles ;
- Puissance électrique moyenne inférieure à 5W ;

A partir de ces spécifications et des éléments fournis dans la littérature, nous pouvons commencer l'étude de la conception d'une nouvelle électrovanne rapide à fort débit.

3. Etude des sections de passage

Pour les applications de tri à l'aide d'un jet pulsé issu d'une électrovanne ultrarapide, la section de passage, plus précisément la dynamique d'ouverture et de fermeture de cette section, est une caractéristique qui joue un rôle important pour l'efficacité de l'opération. Selon la façon choisie pour cette ouverture, il se peut qu'on arrive à diminuer le temps de réponse du système global, tandis qu'un mauvais choix peut introduire des retards à l'établissement du jet issu de l'électrovanne.

3.1. – Section de passage de référence

Selon le cahier des charges, la nouvelle électrovanne ultrarapide doit travailler à une pression absolue en amont de 7 bar et avoir un débit supérieur à 100 l/min (ANR -conditions normales de référence données par la norme ISO 8778), pour une différence de pression de 1 bar. A partir de cette spécification, nous pouvons déterminer la section de passage minimale nécessaire.

Dans le cas d'un écoulement d'air dans une vanne ayant des restrictions situées entre deux chambres, nous pouvons considérer que l'énergie cinétique du fluide est suffisamment négligeable loin en amont de la restriction, ce qui correspond à un réservoir amont de grandes dimensions [30]. Pour le calcul de la section minimale nous avons donc considéré l'écoulement à travers une tuyère convergente idéale (figure 6). Le débit à travers le col de cette tuyère en régime subsonique peut s'écrire comme [31] :

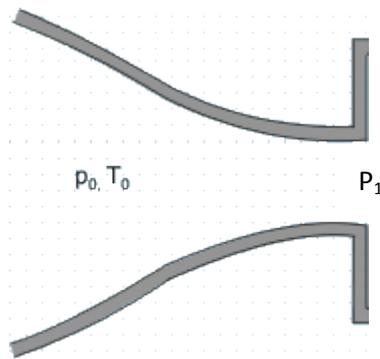


Figure 6 - Tuyère convergente

$$Q_m = A \cdot C_m \frac{P_0}{\sqrt{T_0}} \quad (1.1)$$

$$C_m \left(\frac{P_1}{P_0} \right) = \sqrt{\frac{\gamma}{r} \cdot \frac{2}{\gamma - 1} \left(\left(\frac{P_1}{P_0} \right)^{\frac{2}{\gamma}} - \left(\frac{P_1}{P_0} \right)^{\frac{\gamma+1}{\gamma}} \right)} \quad (1.2)$$

Avec A	: section de passage
C _m	: paramètre de débit défini en fonction du rapport des pressions.
P ₀ et T ₀	: Pression et température en amont.
P ₁	: Pression dans le col.
γ	: rapport des chaleurs spécifiques (1.4 pour l'air)
r	: constante des gaz parfaits (287 J/kg/K)

Dans le cas d'un écoulement réel, les pertes locales de pression totale à l'entrée de la restriction réelle, la contraction des filets fluides ainsi que les pertes par frottement ne sont pas négligeables [32]. De ce fait nous introduisons un coefficient C_q pour corriger la valeur calculée par l'équation (1.1), donc :

$$Q_m = A \cdot C_m C_q \frac{P_0}{\sqrt{T_0}} \quad (1.3)$$

A partir de (1.3), le calcul conduit à une section minimale A = 2.41 mm² pour un C_q de 0.7 pour avoir le débit de 100 NI/min traversant la section de passage.

3.2. - Formes et méthodes d'ouverture

Une fois définie la section de passage minimale de l'électrovanne, nous pouvons nous intéresser à la forme de cette section. Pour aider à mieux comprendre l'influence de cette forme et de la méthode utilisée pour obtenir la section de passage, une étude à iso-section tenant compte de ses caractéristiques a été faite à l'aide de l'outil Matlab.

Dans un premier temps des formes circulaires et rectangulaires ont été étudiées, ainsi que différents mouvements pour réaliser l'ouverture des sections.

Si on considère une section A = 2.5 mm² (qui respecte la section minimale de référence de 2.41 mm²), pour une section carrée, nous obtenons un côté de longueur L = 1.581 mm, tandis que pour une section circulaire le diamètre est D = 1.784 mm.

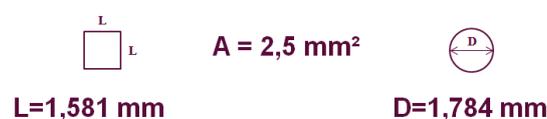


Figure 7 - Formes basiques d'une section de passage.

Si le découvrément de cet orifice se fait dans le plan de la section, nous avons une ouverture appelée « guillotine ». Par contre si le déplacement se fait dans la direction perpendiculaire à la section, il s'agit d'une ouverture en clapet.

Lors de l'ouverture en guillotine, la section s'ouvre de façon directe, mais lors d'une ouverture en clapet, même si, au moindre déplacement, la section géométrique semble être ouverte, il y a une autre section qui se développe. Il s'agit de la section latérale égale au produit du périmètre de la forme et du déplacement linéaire. Cette section est la section limitante du circuit jusqu'à ce que cette surface atteigne la valeur de la section de passage.

δ étant le déplacement nécessaire pour l'ouverture de la section, nous avons pour une ouverture en clapet :

$$\delta = \frac{A}{P} \quad (1.4)$$

Avec P : périmètre de la forme.

Comme pour une section circulaire de surface $A = 2.5 \text{ mm}^2$ nous n'avons qu'une forme possible, un cercle de diamètre 1,784 mm, l'ouverture en guillotine nécessite un déplacement $\delta = 1,784 \text{ mm}$, tandis que pour une ouverture en clapet, le déplacement nécessaire est $\delta = 0,446 \text{ mm}$.

La figure 8 présente les déplacements nécessaires à faire pour ouvrir la section $A = 2.5 \text{ mm}^2$ de forme rectangulaire en fonction de sa longueur, pour les 2 types d'ouverture. Ceux-ci sont comparés avec les déplacements nécessaires pour une section circulaire de diamètre $D = 1,784 \text{ mm}$.

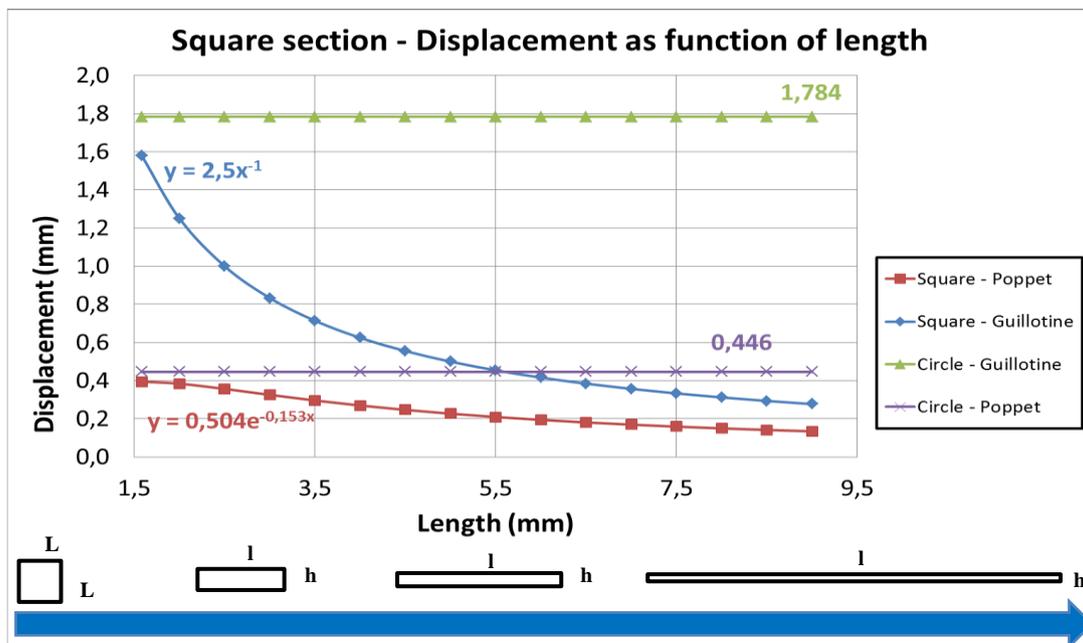


Figure 8 - Déplacement nécessaire pour l'ouverture totale de la section.

On constate que pour n'importe quelle section rectangulaire, le déplacement nécessaire pour le decouvrement de la section est inférieur à l'ouverture en guillotine d'une section circulaire. De plus, l'ouverture en clapet de la section rectangulaire nécessite un déplacement toujours inférieur à l'ouverture d'une section circulaire quelle que soit la méthode.

Ce résultat montre que le découvrement d'une fente nécessite un déplacement de l'actionneur plus faible que pour le découvrement d'un orifice circulaire et peut donc permettre au système d'atteindre des dynamiques plus importantes.

Cependant, comme dans l'industrie, la réalisation des alésages a fréquemment une forme circulaire, une étude de plusieurs méthodes d'ouverture de cette forme a été réalisée. Elle est présentée dans le tableau ci-dessus :

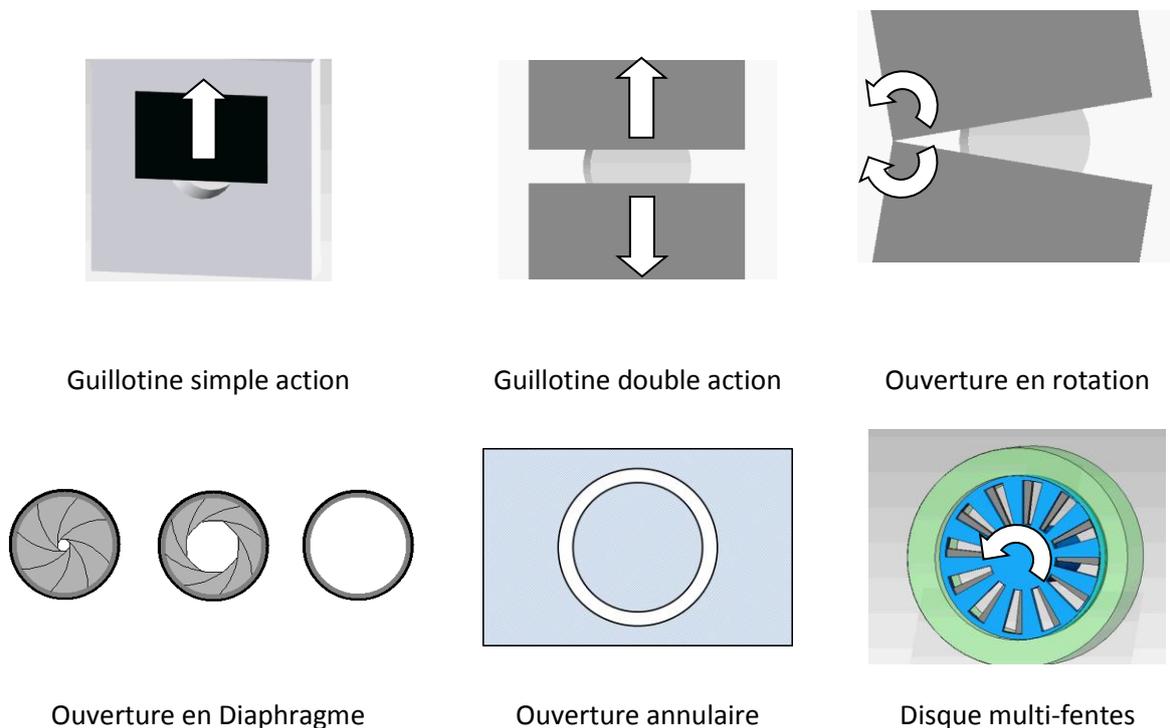


Figure 9 - Différentes méthodes d'ouverture d'une section circulaire

Les résultats obtenus sont présentés en annexe A. Nous présentons ci-dessous l'étude du disque multi-fentes qui possède les caractéristiques géométriques présentées à la figure 10.

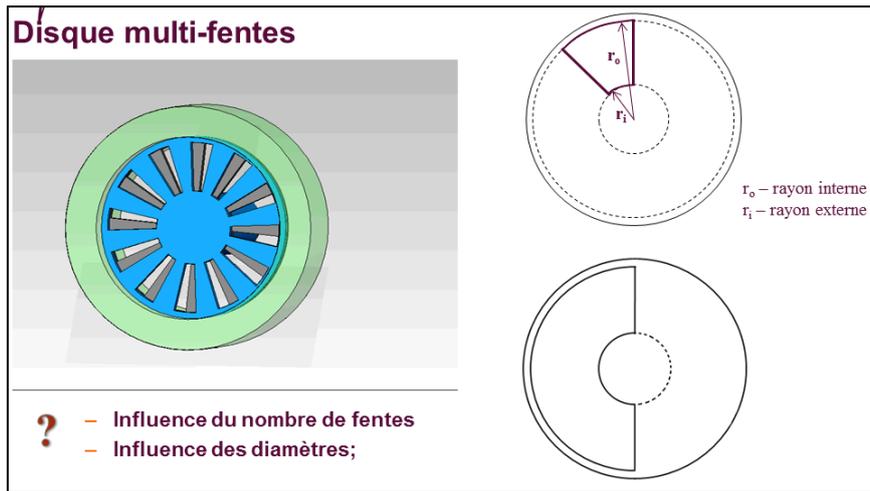


Figure 10 - Définition d'un système multi-fentes

Dans cette technologie les deux disques sont identiques. Pour réaliser la fonction d'obturateur un disque doit être au repos pendant que l'autre effectue un mouvement soit en rotation, soit en translation (figure 11). Dans les deux cas nous désirons connaître les effets de la forme des fentes ainsi que de la méthode d'ouverture par rapport au déplacement nécessaire pour réaliser l'ouverture complète de la section.

Dans le cas de la rotation, quand les fentes des disques sont alignées, la section de passage A est complètement ouverte. Par contre, si les fentes sont décalées nous avons une section intermédiaire S telle que $0 \leq S < A$.

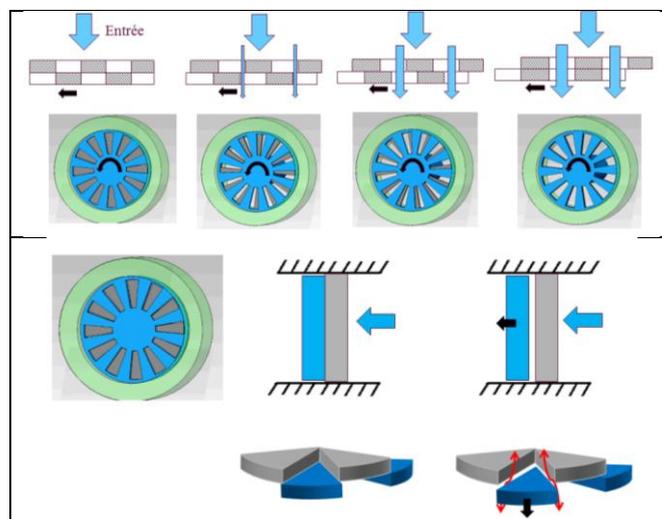


Figure 11 - Méthodes d'ouverture: rotation (haut) et translation (bas)

La figure 12 présente l'évolution de la section de passage par rapport au déplacement angulaire dans un cas où les disques sont composés de 12 fentes de 15° chacune. Nous pouvons remarquer un développement de la section de passage avec un gain constant indépendant du déplacement. Ceci nous permet d'avoir des sections de passages importantes

dès le début du mouvement. Le déplacement nécessaire pour ouvrir la section (ou pour la fermer) est donc égal à l'angle physique de la fente.

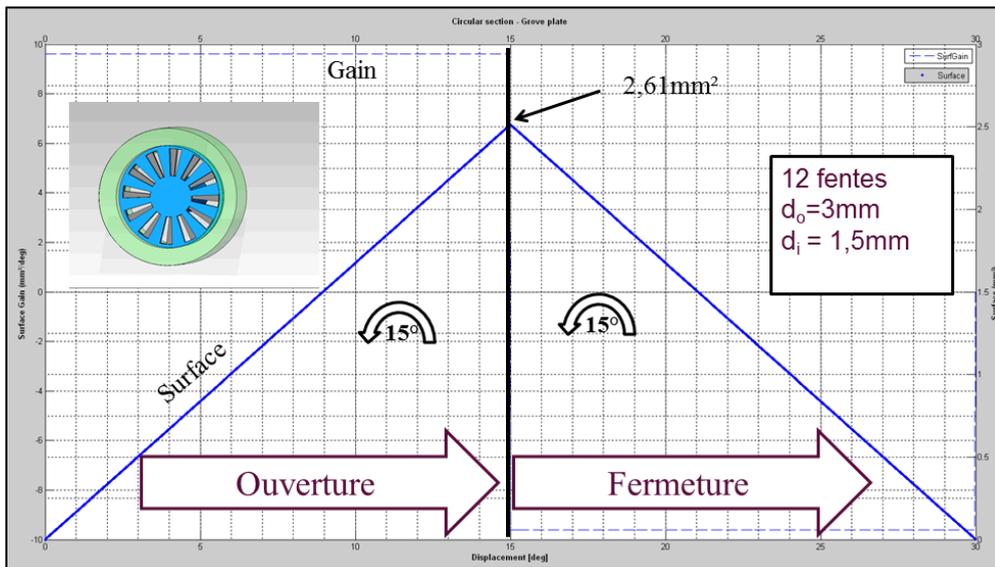


Figure 12 - Disque multi-fentes en rotation

Par contre, dans le cas d'un déplacement linéaire (ouverture en clapet), les fentes des deux disques sont maintenues décalées physiquement d'un angle α (angle d'une fente) de sorte à avoir la section de passage complètement fermée quand les disques sont en contact. Suite à un mouvement linéaire, la section latérale se développe selon l'équation (1.4).

La figure 13 montre le déplacement linéaire nécessaire pour obtenir la section de passage de référence par rapport au nombre de fentes. Ces fentes ont un diamètre interne $d=1.5\text{mm}$ et plusieurs diamètres externes ont été étudiés.

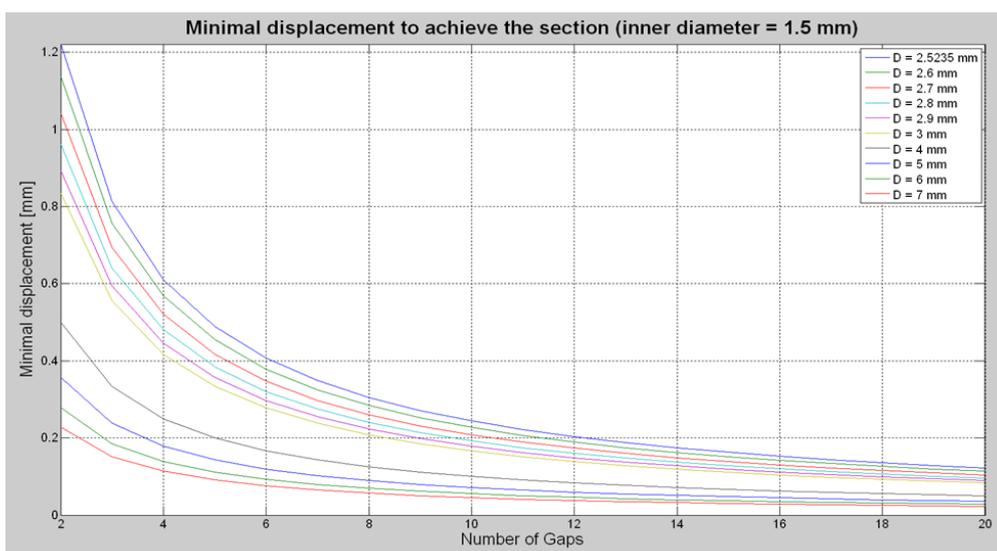


Figure 13 - Disque multi-fentes en translation pour différents diamètres externes.

3.3. – Choix retenus

3.3.1. – Critères de sélection

Le système rotatif des disques à plusieurs fentes a été retenu comme solution pour l'étage en débit. Ce choix s'est basé sur le fait que l'ouverture et la fermeture se font sans changement du sens du mouvement, contrairement aux technologies actuelles (clapet, rocket et palette flottante). Grâce à cela, la réalisation d'un cycle peut se faire sans que le système parte de la position de repos deux fois de suite (repos/ouverture/repos/fermeture).

Ce système présente aussi l'avantage d'avoir un déplacement dépendant seulement de l'angle physique de la fente. Donc, plus le nombre de fentes est important, plus l'angle de rotation est faible

La rotation nous offre aussi la possibilité d'utiliser différents moteurs pour l'actionnement du système, comme par exemple des moteurs pas-à-pas. De plus, grâce à la rotation, il n'y a pas de chocs mécaniques entre les pièces mobiles et fixes et ceci peut augmenter la durée de vie du composant.

Ce système présente également l'avantage de pouvoir être placé perpendiculairement à l'écoulement ce qui limite les pertes de charges dues aux changements de direction de l'air dans le circuit.

3.3.2. – Etude en CFD (*Computational Fluid Dynamics*)

Suite au choix de la forme de l'obturateur, il faut déterminer les caractéristiques géométriques de ce composant. Un nombre de fentes important permet la réalisation plus rapide d'un cycle, mais si les fentes sont très petites, elles peuvent introduire des pertes de charges importantes dans le système. Le choix du nombre de fente va donc résulter d'un compromis entre le deux.

Alors pour évaluer l'influence du nombre de fentes, différents cas de simulation numériques de l'écoulement d'air ont été réalisés à l'aide de l'outil FLUENT-ANSYS. Les différentes paires de disques étudiées sont répertoriées dans le tableau 3. La géométrie de base qui respecte la section de passage de référence a les dimensions suivantes :

$$r_0 = 1,5 \text{ mm}$$

$$r_i = 0,75 \text{ mm}$$

$$A = 2,65 \text{ mm}^2$$

Tableau 3 - Géométrie du système

	Angle de chaque fente	Section d'une fente
4 fentes	45°	0,6626 mm ²
8 fentes	22,5°	0,3313 mm ²
12 fentes	15°	0,2208 mm ²

Le modèle utilisé pour la CFD est montré à la figure 14. Les conditions de pression et de température sont les suivantes :

- $P_{\text{amont}} = 7 \text{ bar- abs}$
- $T_{\text{amont}} = 300 \text{ K}$
- $Ma_{\text{amont}} = 0$
- $\Delta P = 1 \text{ bar}$

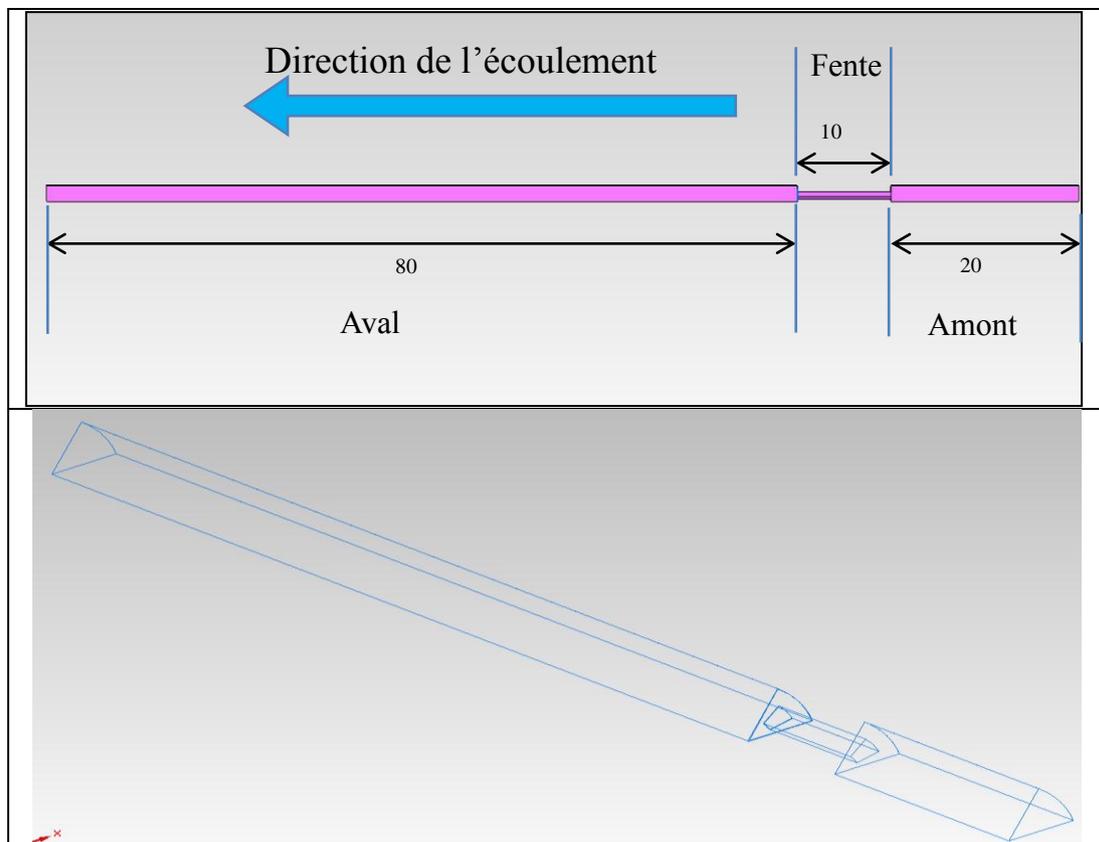


Figure 14 - Modèle CFD

A l'aide de l'équation (1.3) pour un $C_q = 1$ (écoulement sans pertes), nous pouvons déterminer un débit nominal maximal théorique pour cette géométrie (cf. Figure 15).

Les résultats obtenus confirment que plus les fentes sont petites, plus on a des pertes au niveau de l'obturateur. En effet, le rapport entre les débits calculés en CFD et les débits théoriques montre une décroissance du C_q avec l'augmentation du nombre des fentes.

	Mass flow rate (kg/s /groove)		
	4 Grooves	8 Grooves	12 Grooves
Entrée (0 m)	0.000612939	0.000292072	0.000185683
Entrée Fente (0.02 m)	0.000612941	0.000290609	0.000185683
Sortie Fente (0.03 m)	0.000612941	0.00029102	0.000185683
Sortie (0.11 m)	0.000612906	0.000290855	0.000185683
Débit CFD (kg/s)	6.13E-04	2.91E-04	1.86E-04
Débit Théorique (kg/s)	7.78E-04	3.89E-04	2.59E-04
C_q	0.788	0.749	0.716
Débit Volumique (L/min) ANR	174	166	158

Figure 15 - Résultats de la CFD

Même si avec 12 fentes nous obtenons le plus petit C_q (plus grandes pertes de charge), les calculs montrent que dans ces conditions de fonctionnement, l'électrovanne sera capable de fournir un débit d'environ $Q=158$ l/min, c'est-à-dire, supérieur à celui imposé par le cahier des charges. Cette géométrie a donc été retenue puisque c'est elle qui nécessitera le plus faible angle de rotation.

Les résultats détaillés du calcul numérique d'un disque à 12 fentes sont présentés en annexe B.

4. Motorisation

4.1. - Choix de la motorisation

La partie étage en débit de l'électrovanne étant définie, il est nécessaire de réfléchir à la partie actionnement du système.

Comme il s'agit de déplacements incrémentaux, l'utilisation d'un moteur pas-à-pas a été évoquée. Une recherche des technologies disponibles a alors été menée afin de pouvoir évaluer l'architecture la plus adaptée [33][34][35][36].

La technologie des moteurs pas-à-pas à aimants disque développée par Portescap® - TurboDisc [37] (figure 16), présente une architecture qui s'applique bien à l'actionneur choisi.

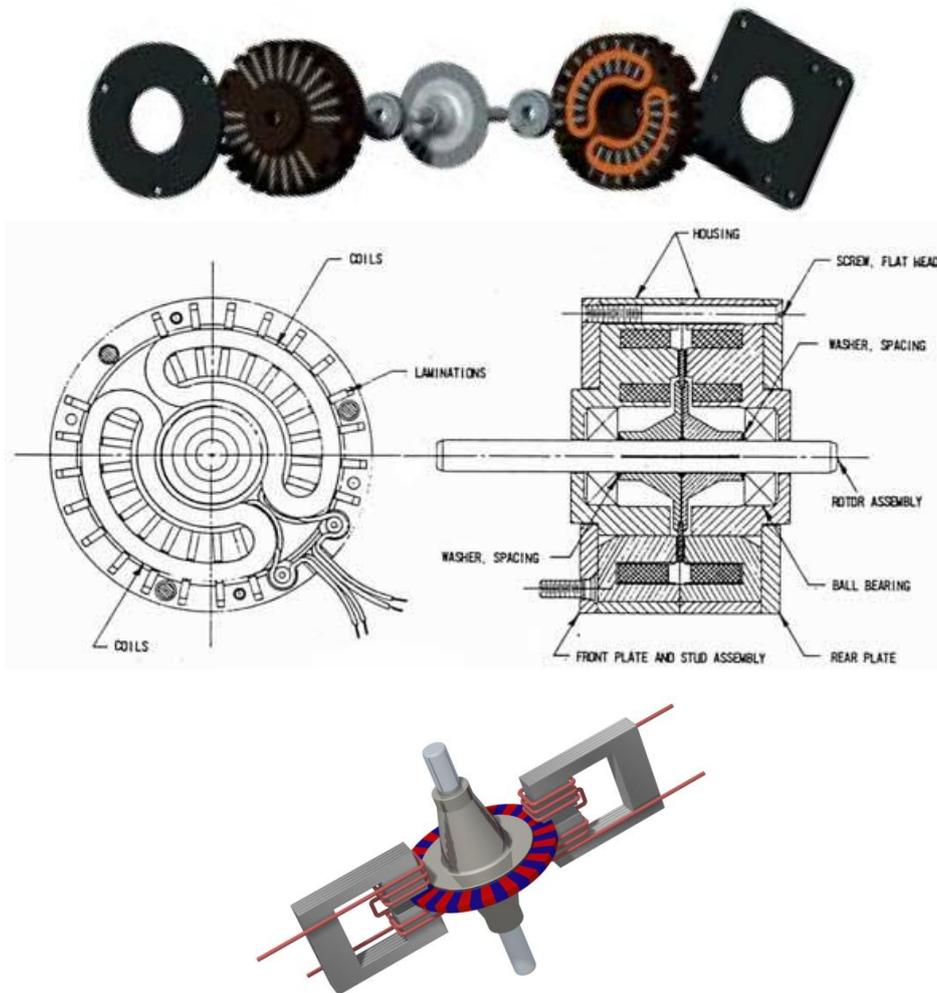


Figure 16 - Moteur aimant disque Portescap®

En effet, le rotor de ces moteurs est composé d'un disque de faible épaisseur ayant une couronne d'aimants axialement aimantés (cf. partie rouge et bleu sur la figure 16). Ceci permet d'obtenir une partie tournante à faible inertie permettant des accélérations importantes et donc des mises en mouvement rapides. Le moteur possède deux circuits magnétiques indépendants et des aimants à terres rares très performants (cf. figure 16).

Un premier concept de motorisation a été proposé sur cette base.

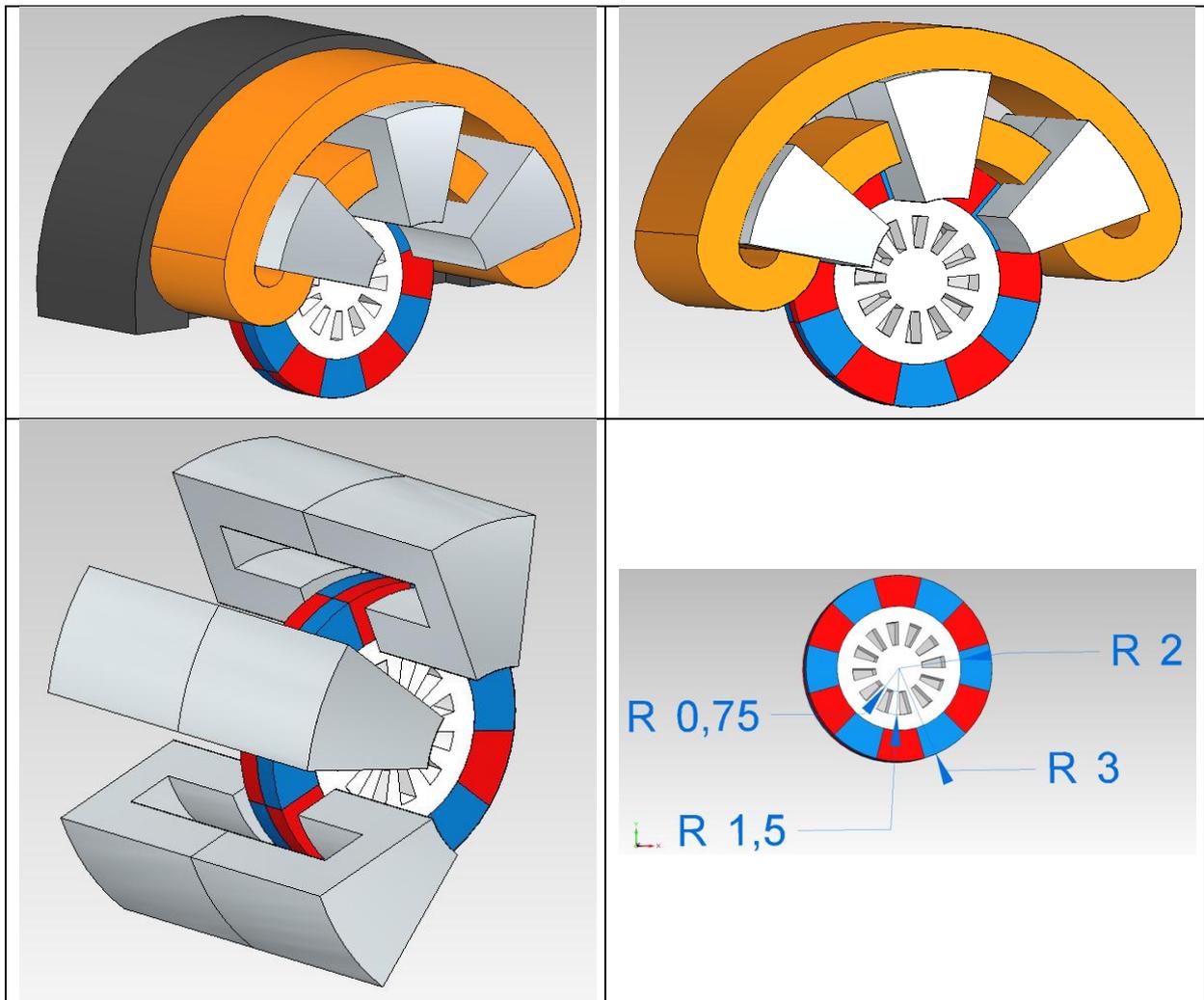


Figure 17 - Concept pour l'actionneur de l'électrovanne (dimensions en mm)

L'actionneur intègre la couronne d'aimants au disque mobile de l'étage en débit. Ceci nous permet d'avoir le rotor de l'actionneur qui fait aussi la fonction obturateur.

4.2.- Première modélisation pour dimensionnement

4.2.1. - Moteur

Afin d'étudier les différents paramètres qui jouent un rôle important sur le temps de réponse de la motorisation proposée, la recherche d'un modèle analytique a été mise en place.

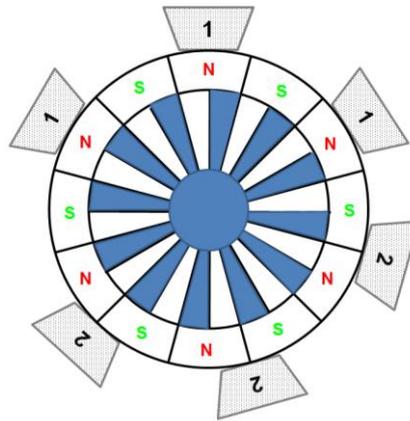


Figure 18 - Architecture de l'actionneur proposé

L'architecture de la motorisation proposé (figure 18), présente 2 phases indépendantes ayant 3 pôles chacune. Le nombre d'aimants est égal au nombre de fentes. Pour cette configuration nous avons donc:

- Nombre de phases $m = 2$;
- Nombre d'aimants $n_a = 12$;
- Nombre de paires de pôles $p = n_a/2 = 6$;
- Angle incrémental mécanique $\alpha = \frac{180}{p.m} = 15^\circ$;
- Nombre de pas par tour : $N_{pas} = 2.p.m = 24$.

Pour la détermination du flux vu par chaque pôle, nous pouvons raisonner sur un seul pôle modélisé par le circuit magnétique équivalent de la figure 19a correspondant à la géométrie de la figure 19b.

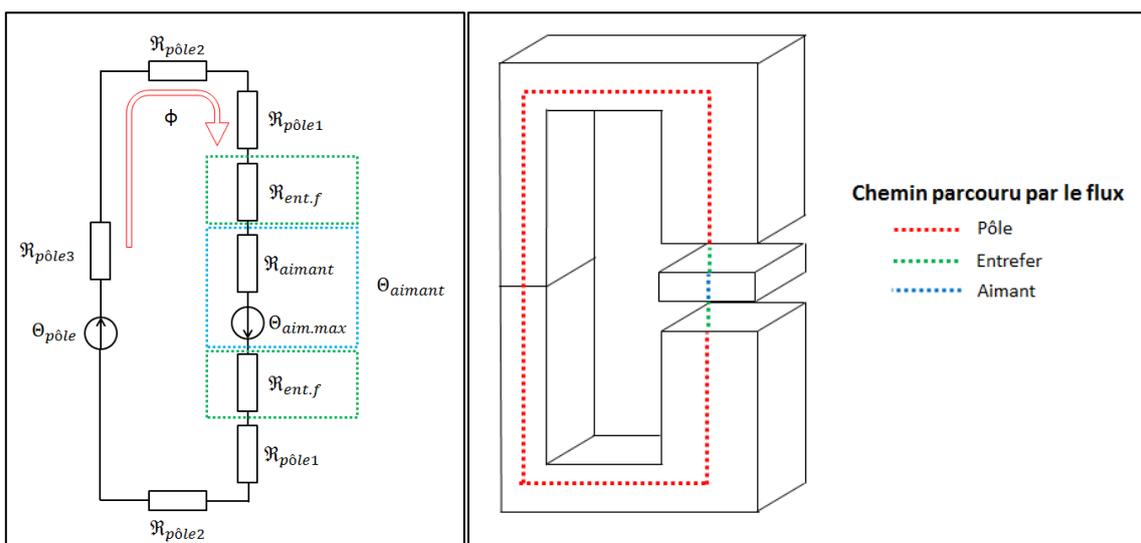


Figure 19 – a) - Circuit magnétique équivalent ; b) Structure d'un pôle de l'actionneur

Où :

- $\mathfrak{R}_{p\hat{o}l e}$ sont les réluctances du chemin parcouru par le flux dans le pôle [A/Wb].
- $\mathfrak{R}_{ent.f}$ est la réluctance de l'entrefer
- \mathfrak{R}_{aimant} est la réluctance de l'aimant permanent
- $\theta_{p\hat{o}l e}$ est la force magnétomotrice [A]
- θ_{aimant} est la force magnétomotrice générée par l'aimant permanent [A];
- ϕ est le flux qui parcourt le circuit. Sa valeur est déterminée par la loi d'Hopkinson :

$$\phi = \frac{\sum \theta}{\sum \mathfrak{R}}$$

Le détail du développement du modèle analytique [38] est décrit en annexe C. Il conduit aux équations électriques suivantes :

$$\begin{aligned} u_1 &= R_1 i_1 + L_{11} \frac{di_1}{dt} + \dot{\theta} (-K_e \cdot \sin(p\theta)) \\ u_2 &= R_2 i_2 + L_{22} \frac{di_2}{dt} + \dot{\theta} (K_e \cdot \cos(p\theta)) \end{aligned} \quad (4.1)$$

Où R_i et L_{ii} sont les résistances et inductances propres de chaque phase. La constante électromotrice est définie par $K_e = N \cdot p \cdot \Lambda_{syst} \cdot \theta_{aim.max}$ pour $N_1 = N_2 = N$ (nombre de spires par phase).

Une fois les équations électromagnétiques posées, nous pouvons par la suite nous intéresser à la conversion électromécanique. L'équation de base est celle du couple moteur :

$$T_m = \sum_{k=1}^m \frac{\partial \phi_k}{\partial \theta} \cdot \theta_{p\hat{o}l e.k} \quad (4.2)$$

$$T_m = K_e (-i_1 \cdot \sin(p\theta) + i_2 \cdot \cos(p\theta)) \quad (4.3)$$

L'équation (4.3) représente le couple fourni par chaque pôle d'une phase.

La relation fondamentale de la mécanique appliquée au système complet en rotation conduit à l'équation suivante :

$$T_m - T_{frot\ sec} - T_{visqueux} - T_{détente} - T_{fluide/structure} = J \frac{d^2\theta}{dt^2} \quad (4.4)$$

4.2.2. – Couples agissant sur le système

Le couple de détente présent dans l'équation (4.4) est fonction de la géométrie du moteur et sa valeur est faible comparé au couple fourni par le moteur en raison de l'architecture du système [38]. Ce couple a été déterminé par simulation numérique de la partie magnétique fournie par la société ASCO. De plus, dans cette première étude, le couple dû aux efforts lié à l'écoulement fluide est supposé négligeable.

Frottement sec

Pour déterminer le couple de frottement sec, l'hypothèse de pression distribuée uniformément sur toute la surface a été prise. Si on considère la surface en appui, il s'agit d'une couronne comme indiqué à la figure 20.

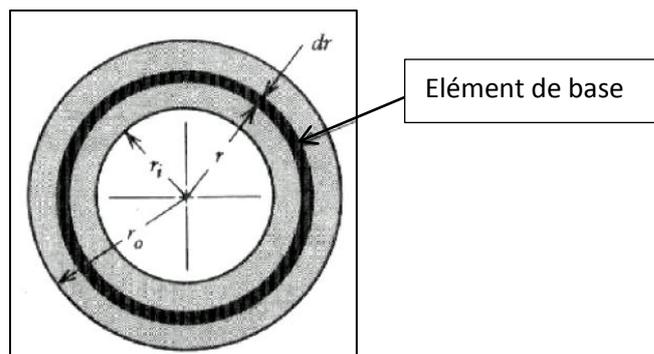


Figure 20 - Elément de base: anneau

Le couple de frottement sec s'exprime alors par :

$$T_{frot\ sec} = \frac{2(r_o^3 - r_i^3)}{3(r_o^2 - r_i^2)} \mu \cdot F \quad (4.5)$$

μ étant le coefficient de frottement entre les surfaces.

En supposant que la pression en amont agit sur toute la surface d'un disque de rayon r_a , la force totale sur le disque est égale à:

$$F = P_{amont} \cdot \pi \cdot r_a^2 \quad (4.6)$$

Donc l'équation (4.5) peut s'écrire:

$$T_{frot\ sec} = \frac{2(r_o^3 - r_i^3)}{3(r_o^2 - r_i^2)} \mu \cdot P_{amont} \cdot \pi \cdot r_a^2 \quad (4.7)$$

Dans notre application, pour rester dans un cas défavorable, on suppose une pression amont $P_{\text{amont}} = 7$ bar, agissant sur un disque complet (sans fentes) de diamètre $d = 4$ mm. La surface de contact entre les disques est une couronne de rayon interne $r_i = 0.75$ mm et de rayon externe $r_o = 2$ mm.

L'application numérique nous donne une équation dépendante du coefficient de frottement μ

$$T_{\text{frot sec}} = 0.0129 \cdot \mu [N.m] \quad (4.8)$$

Frottement visqueux

Les pertes dues au frottement visqueux ont été modélisées, dans une première approche, d'après la courbe caractéristique (Couple x vitesse) d'un moteur Faulhaber® [39] ayant des caractéristiques proches de notre application (cf. figure 21).

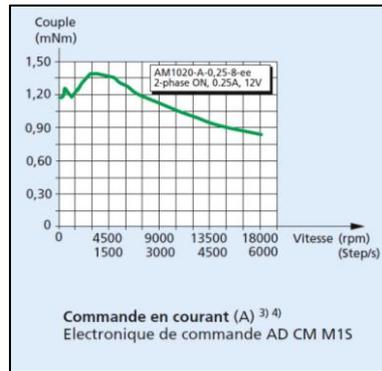


Figure 21 - Caractéristiques du moteur AM1020-A-0.25-8-ee [39]

Si nous considérons un fonctionnement à vitesse constante et une valeur de couple de frottement sec qui ne dépend pas de la vitesse, nous avons à 2 instants données :

- t_1 : $\omega(t_1)$ constante et couple moteur disponible :

$$T_{\text{moteur disp}}(t_1) = T_{\text{nominal}} - b \cdot \omega(t_1) - T_{\text{frot sec}} \quad (4.9)$$

- t_2 : $\omega(t_2)$ constante, $\omega(t_1) < \omega(t_2)$, le couple disponible :

$$T_{\text{moteur disp}}(t_2) = T_{\text{nominal}} - b \cdot \omega(t_2) - T_{\text{frot sec}} \quad (4.10)$$

De (4.9) et (4.10), nous obtenons :

$$T_{\text{moteur disp}}(t_2) - T_{\text{moteur disp}}(t_1) = -b \cdot [\omega(t_2) - \omega(t_1)]$$

$$b = - \frac{\Delta T_{\text{moteur dispo}}}{\Delta \omega} \quad (4.11)$$

La partie à haute vitesse de la figure 22 (zone de travail de notre application) peut être approximée par une droite décroissante. Nous utilisons cette caractéristique pour en déduire un ordre de grandeur de la valeur du coefficient de frottement visqueux $b \cong 3.18 \times 10^{-7} \text{ N.m/} \left(\frac{\text{rad}}{\text{s}}\right)$.

4.2.3. – Premiers résultats sous Simulink

A partir des hypothèses décrites ci-dessus et du modèle développé, nous avons vérifié si le système présenté est capable d'atteindre les performances attendues.

Dans un premier temps, nous sommes seulement intéressés au temps de réponse mécanique. La dynamique du circuit électromagnétique a été négligée (hypothèse de l'établissement du courant dans les bobines de façon instantanée).

Les figures ci-dessous présentent les résultats de la simulation sous Simulink les paramètres suivants :

- Entrefer = 0.1 mm
- Coefficient de frottement entre les disques : 0.1
- Inertie du rotor : $1.029 \times 10^{-9} \text{ kg.m}^2$
- Coefficient de pertes visqueuses : $3.18 \times 10^{-7} \text{ N.m/(rad/s)}$

Les différentes phases de freinage et accélérations sont présentées à la figure 22.

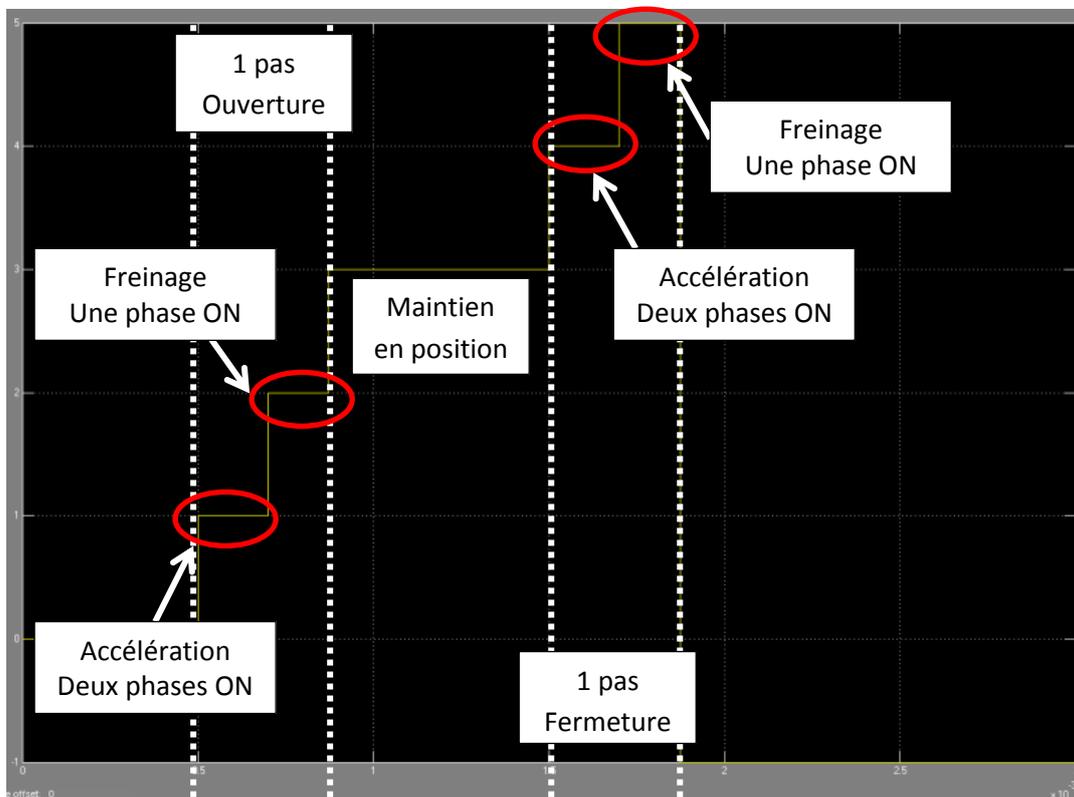


Figure 22 - Commande de l'actionneur

Après calcul nous obtenons les profils de position (cf. Figure 23), vitesse et couple (cf. Figure 24) suivants.

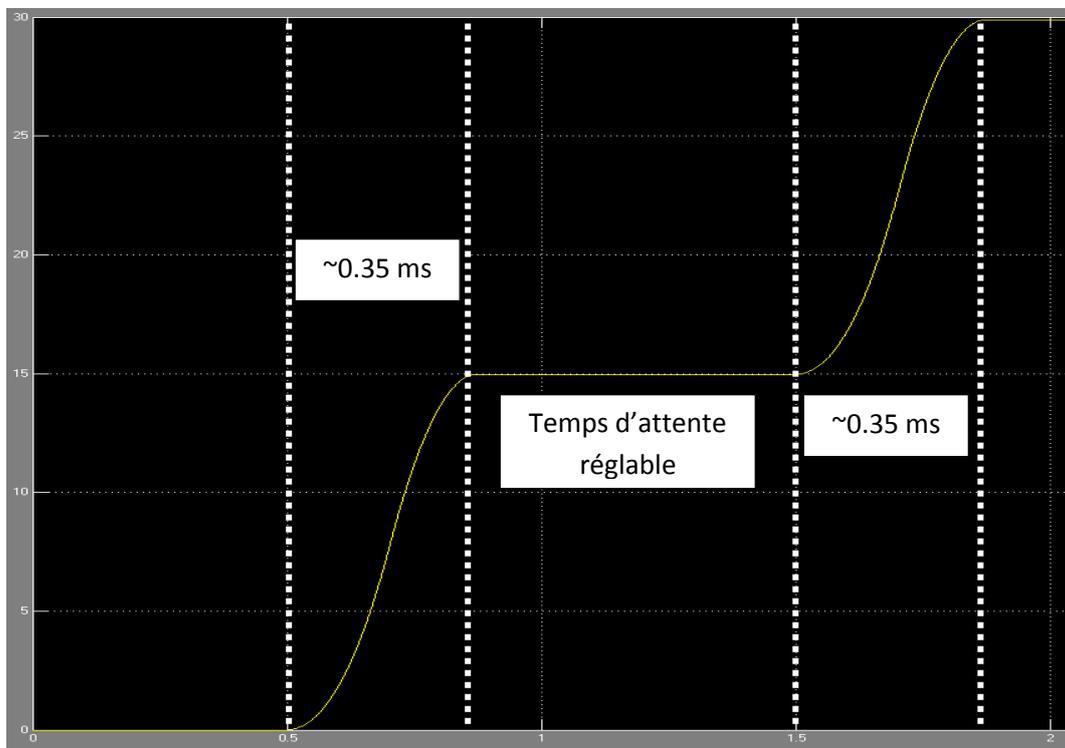


Figure 23 - Profil de position

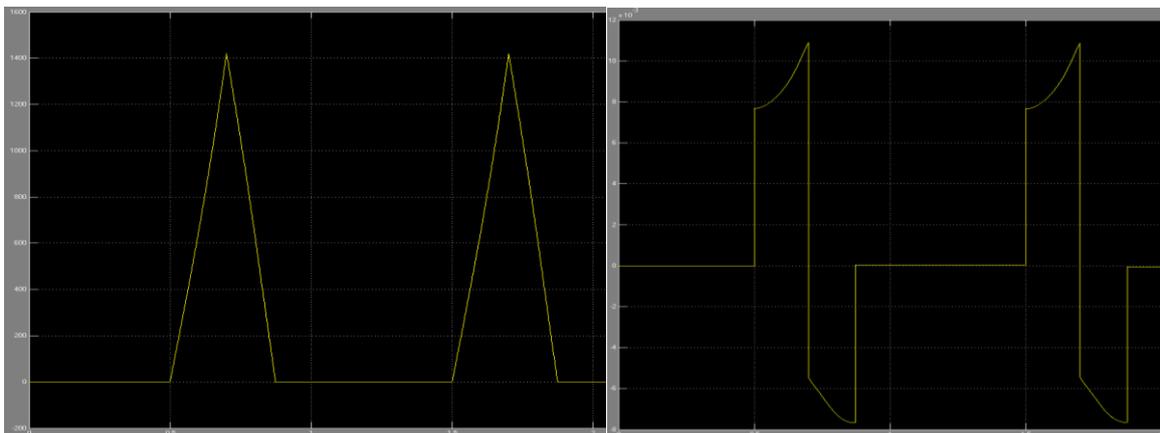


Figure 24 - Profil de vitesse et couple

Nous pouvons voir que pour cette configuration le système atteint une position stable à la fin d'un pas avec une faible erreur de position (due au frottement sec) en 0.35 ms.

Ce temps de réponse est inférieur à celui imposé dans le cahier des charges, ce qui nous montre que l'association de l'obturateur et de la motorisation proposées permettent d'atteindre les performances attendues pour la nouvelle électrovanne ultrarapide.

5. Conclusions et perspectives

Au cours de travaux de première année de thèse, nous avons d'abord mené une recherche bibliographique et d'antériorité. Cette partie des travaux nous a montré l'évolution des divers actionneurs ainsi que les différentes architectures utilisées dans les électrovannes dites rapides.

Une étude de la forme et méthodes d'ouverture de sections de passages a aussi été réalisée. D'après les résultats et en fonction des contraintes du cahier des charges défini par la société ASCO Numatics, nous avons pu choisir la forme de l'obturateur. Le calcul CFD nous a permis par la suite, de déterminer la géométrie de l'étage en débit de la nouvelle électrovanne ultrarapide.

Ensuite, la motorisation de type pas-à-pas à aimant disque a été retenue pour l'actionneur du système. L'association de cette technologie innovante à la forme de l'obturateur choisie appliquée à des électrovannes a été objet d'une enveloppe soleau déposée au cours de la première année de thèse.

A partir des modèles analytique et numérique simplifiés mis en place, il a été possible de vérifier que la solution retenue est capable d'avoir des dynamiques importantes (temps de réponse mécanique d'ouverture ou fermeture d'environ 0.35 ms).

Pour la suite du projet, une évolution du modèle sera réalisée. Cette nouvelle version prendra en compte la dynamique de la partie électrique pour l'instant négligée. Celle-ci nous permettra d'évaluer la dynamique du système complet de façon à étudier aussi la stabilité et les lois de commandes permettant d'avoir les performances attendues.

Un banc de mesure est également en cours de développement. Celui-ci nous permettra de quantifier les vraies pertes mécaniques dans l'ensemble de disques et aussi d'étudier l'influence de l'écoulement sur la dynamique du système. Ces informations sont nécessaires pour valider les hypothèses prises pour la modélisation et donc pour rendre le modèle plus réaliste.

En parallèle de mon travail de thèse, j'ai suivi la finalisation d'un banc de caractérisation du jet d'air. Il est conçu et instrumenté de façon à pouvoir mesurer les pressions statiques et dynamiques ainsi que la vitesse de l'air en tous points du jet. Cela permettra de mieux comprendre la dynamique d'établissement du jet et son efficacité. Le cahier des charges pourra donc être affiné au niveau des pressions nécessaires en sortie de l'électrovanne ou en amont de la buse, c'est-à-dire concernant les pertes de charges au sein de l'électrovanne.

Enfin, en possession de ces éléments il sera possible de dimensionner le système électrique ainsi que de concevoir un premier prototype au cours de la deuxième année de thèse. Cette partie sera réalisée de telle sorte à optimiser la consommation énergétique, les effets thermiques et la dynamique de l'écoulement, qui sont des contraintes importantes pour une électrovanne destinée à des applications de tri.

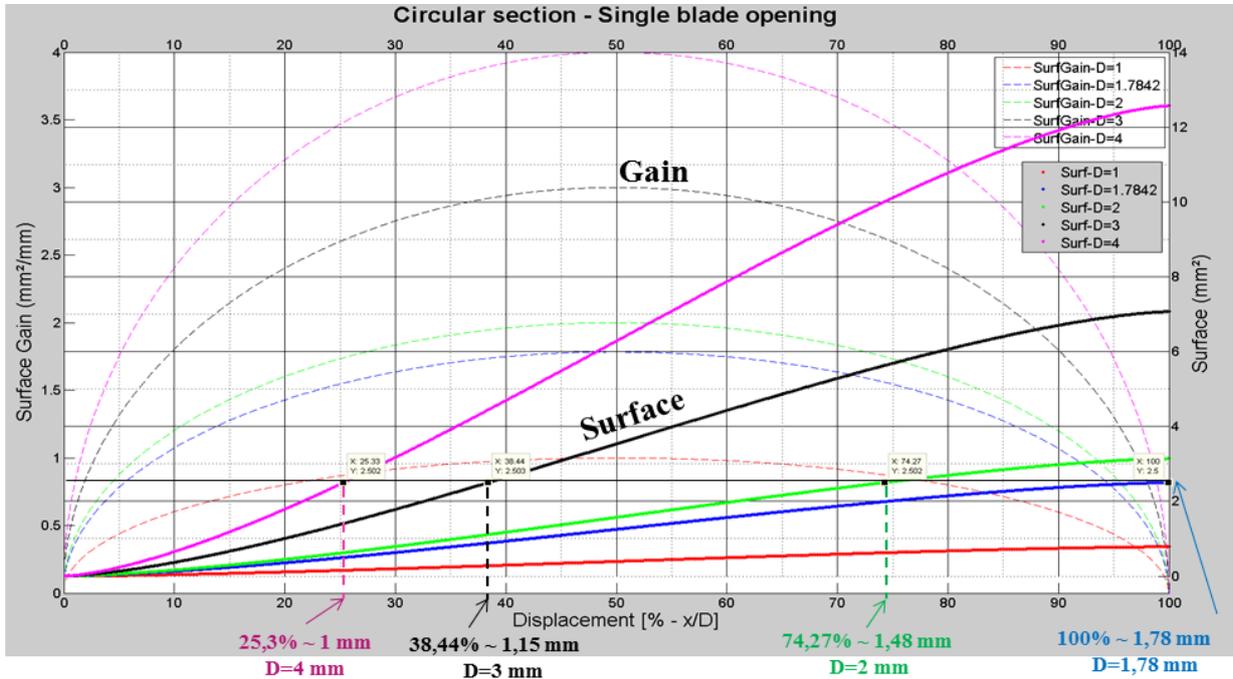
Bibliographie

- [1] YOKOTA S, HIRAMOTO K. Ultra high-speed electro-hydraulic servo valve by making use of a multilayered piezoelectric device (PZT). First International symposium on Fluid Power transmission and control, 1985, Pag 29.
- [2] YOKOTA S, HIRAMOTO K. Ultra high-speed electro-hydraulic servo valve by making use of a multilayered piezoelectric device (PZT) (compensation of a hysteresis by introducing a software algorithm)[J]. Transactions of Japan Society of Mechanical Engineers Part B, 1991, 57(533): 182–187
- [3] YAMADA H, TSUCHIYA S, MUTO T, SUEMATSU Y. Development of a low cost high-speed on/off Digital valve using a bimorph PZT actuator. 4th JHPS International Symposium, 1999, Page 591.
- [4] BRANSON DT, WANG FC, JOHNSTON DN, TILLEY DG, BOWEN CR, KEOGH PS. Piezoelectrically actuated hydraulic valve design for high bandwidth and flow performance. Proc. IMechE Vol. 225. 2010. Pag 345.
- [5] YUN SN, HAM YB, PARK JH, HAM DY, .LEE LY. Pressure control characteristics of Electro-Pneumatic Regulator with Two multilayered PZT Valves. Proceeding to the 7th JFPS International Symposium on Fluid Power . 2008. Pag 449.
- [6] YUN SN, HAM YB, PARK JH, KIM HH, SO HJ. Design Strategy of a Piezoelectric Valve for a Color Sorter. Journal of the Korean Physical Society, Vol. 57, No. 4, 2010. Pag 913-917.
- [7] URAI T, SUGIYAMA T. Development of a direct drive servovalve using a giant magnetostrictive material. 2nd JHPS International Symposium on Fluid Power. 1993. Pag 131.
- [8] KARUNANIDHI S, SINGAPERUMAL M. Desing, analysis and simulation of magnetostrictive actuator and its application to high dynamic servo valve. Journal Sensors and Actuators A 157: Physical. 2010. 185-197.
- [9] Adaptamat - <http://www.adaptamat.com/technology/msm-elements/>. 2012
- [10] GoodFellow <http://www.goodfellow.com/larger-quantities/alloys/magnetic-shape-memory-material-datasheet/> 2011
- [11] RUDERMAN M, BERTRAM T. Design of MSM Actuator Control with observer based Inverse Hysteresis Filter and Position Feedback Loop. Proceedings of ACTUATORS 2012. Pg 324. 2012
- [12] SCHLÜTER K, RAATZ A. Design and Control of a Linear Actuator driven by Magnetic Shape Memory Crystals. Proceedings of ACTUATORS 2012. Pg 328.

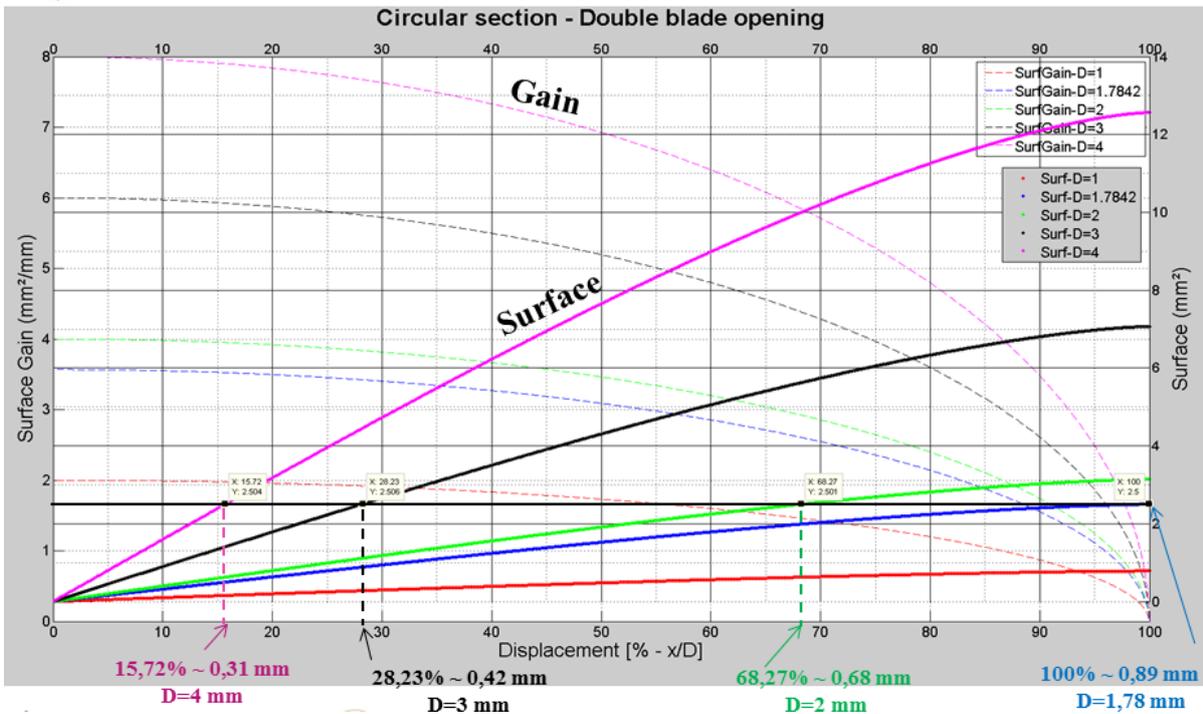
- [13] PINNEKER V, KREVEK B, EZER Y, SOZINOV A, KOHL M. A Ni-Mn-Ga foil actuator based on the magnetic shape memory effect. Proceedings of ACTUATORS 2012. Pg. 332
- [14] HASEGAWA T, NAKASHIMA K, OMATSU F, IKUTA K. Multi-Directional micro-switching valve chip with rotary mechanism. Journal Sensors and Actuators A 143. 2008. 390-398.
- [15] SHEN M, DOVAT L, GIJS M.A.M. Rotating magnetic assembly. Journal Sensors and Actuators B: Chemical 154. 2011. 52-58
- [16] NOGAMI T, NAKAMURA I, SADAMORI H; Development of rotary servo valve. 2nd JHPS International Symposium on fluid power. 1993.
- [17] WANG M, TU H, RANNO M, LI P, CHASE T. CFD analysis of a novel high speed rotary on/off valve. 6th FPNI-PhD Symposium. 2012. 283-294
- [18] AKAGI T, DOHTA S, MATSUSHITA H, TAKECHI K; Development of opto-pneumatic on-off valve. 5th JFPS International Symposium. 2002.
- [19] KOSTAMO J, KOSTAMO E, KAJASTE J, PIETOLA M. Design and experimental of a Magnetorheological (MR) actuator. 6th international fluid power conference. 2008.
- [20] VUORISALO M, VIRVALO T. Use of shape memory alloy for a pilot stage actuator of a water hydraulic control valve. 5th JFPS International Fluid Power Symposium 2002.
- [21] TOPCU E E, YÜKSEL I, KAMIS Z. Development of electro-pneumatic fast switching valve and investigation of its characteristics. Journal of Mechatronics 16.2006. 265-278
- [22] UUSITALO J P, AHOLA V, SOEDERLUND L, LINJAMA M, JUHOLA M, KETTUNEN L. Novel bistable hammer valve for digital hydraulics. International Journal of fluid power 11. 2010 N. 3. 35-44
- [23] WILFONG G, BATDORFF M A, LUMKES J. Design and dynamic analysis of high speed ON/OFF poppet valves for digital pump/motors. 6th FPNI-PhD Symposium. 2010 pp 259-269.
- [24] KAJIMA T, KAWAMURA Y. Development of a high-speed Solenoid Valve: Investigation of solenoids. IEEE Transactions on industrial Electronics Vol 42. N 1. 1995.
- [25] PASSARINI L C, NAKAJIMA P R. Development of a high-speed solenoid valve: investigation of the importance of the armature mass on the dynamic response. Journal of the Brazilian Society of Mechanical Science and Engineering. Vol XXV. N 4. 2003.
- [26] QIFANG Y, JIANGPING C. Dynamic analysis of a pilot-operated two-stage solenoid valve used in pneumatic system. Journal of Simulation Modelling Practice and Theory 17. 2009. 794-816.

- [27] MESSINA A, GIANNOCCARO N I, GENTILE A. Experimental and modelling the dynamics of pneumatic actuators controlled by the pulse width modulation technique. *Journal Mechatronics* 15. 2005 – 859-881
- [28] REUTER J, MAEKL S, JAEKLE M. Optimized Control Strategies for fast switching solenoid valves. *International Journal of Fluid Power* 11. 2010. N3. 23-33.
- [29] VILLARD M, Caractérisation statique et dynamique d'un jet d'air pulse. Rapport de fin d'étude. Chap 1. 2012.
- [30] COMOLET R. Mécanique des fluides, Tome 1, Statiques et dynamiques des fluides non visqueux. 4^{ème} édition. 1985
- [31] WHITE F. Mécanique des fluides. 4eme edition, McGraw Hill 1999
- [32] SESMAT S. Modelisation, simulation et commande d'une servovalve electropneumatique. Thèse, Chapitre 1. 1996.
- [33] JUFER M. Electromécanique. Presse Polytechnique et Universitaires Romandes, Lausanne 1995
- [34] KANT M. Les actionneurs électriques pas-à-pas. Edition Hermès. 1989
- [35] ABIGNOLI M, GOELDEL C. Moteurs pas-à-pas. *Technique des ingénieurs, traité Génie Electrique*. D3690. 1991 pg 1-20.
- [36] EL AMRAOUI L, Conception électromécanique d'une gamme d'actionneurs linéaires tubulaires à reluctance variable. Thèse. 2002
- [37] PORTESCAP – Datasheet Produit. <http://www.portescap.com/cms/disc-magnet-stepper-motor.html>
- [38] CORREVON M. Systèmes électromécaniques. Chap 7 : Les moteurs pas-à-pas.
- [39] FAULHABER – Catalogue produit. Moteur AM1020-A-0.25-8-ee

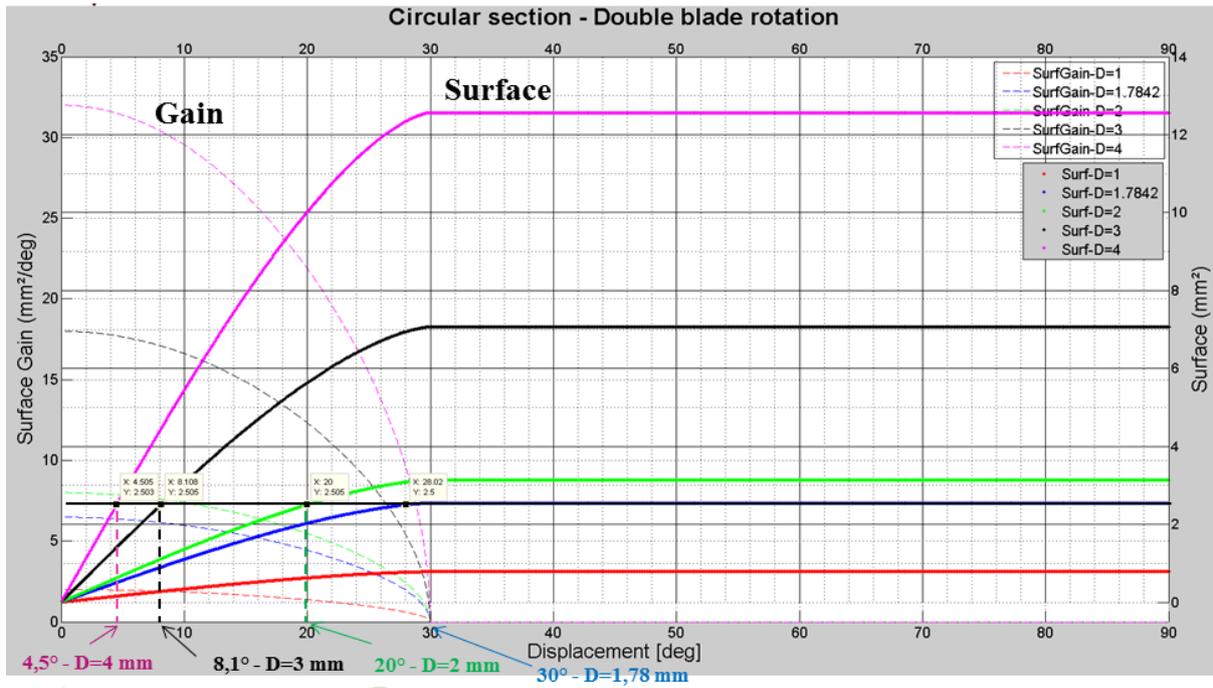
Annexe A - Détail de l'étude de la section de passage



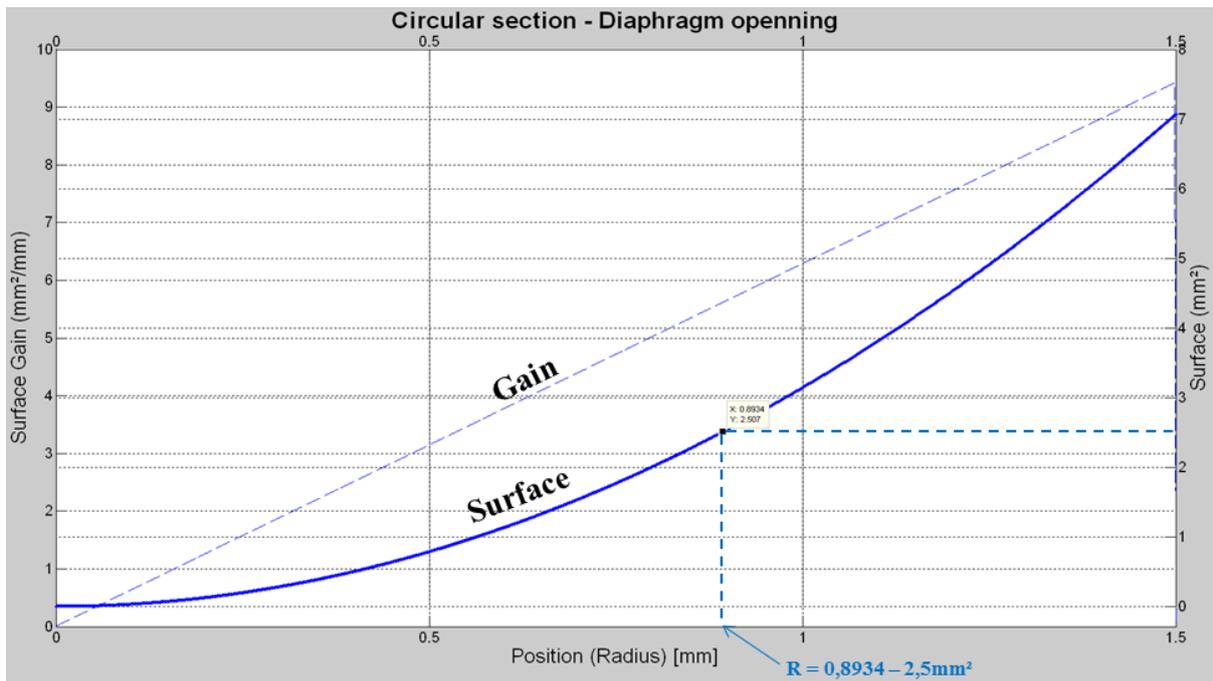
Ouverture en guillotine des sections circulaires de différents diamètres



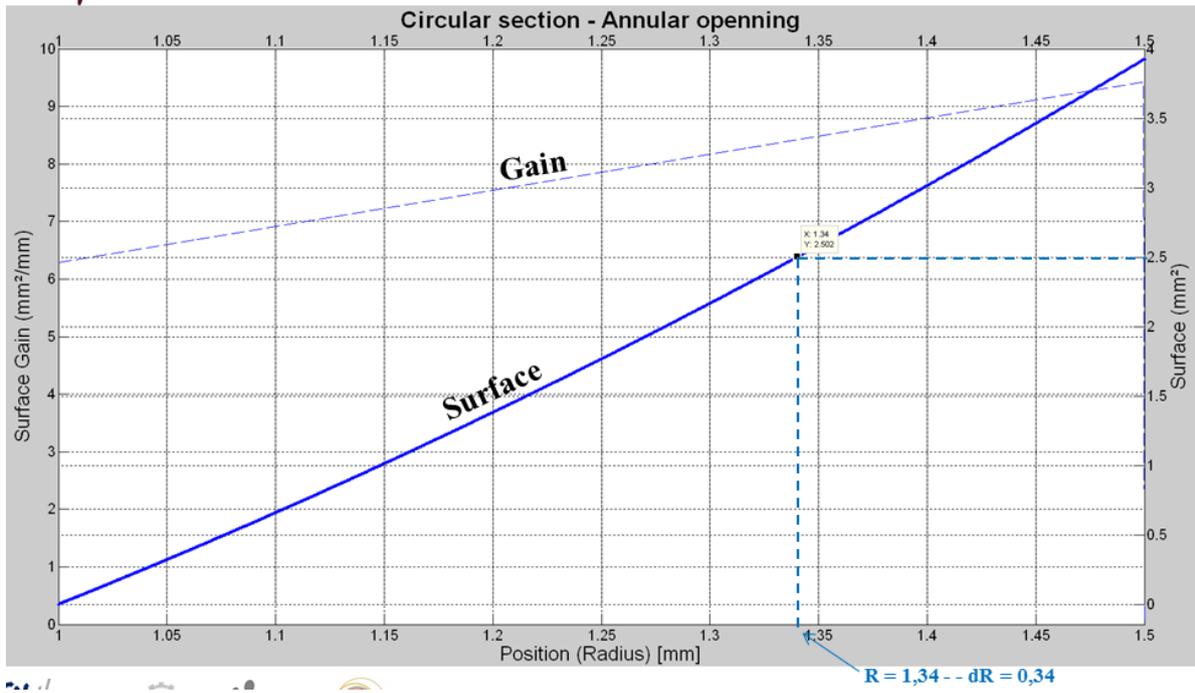
Ouverture en double guillotine des sections circulaires de différents diamètres



Ouverture en double guillotine rotatives pour différents diamètres



Ouverture en diaphragme

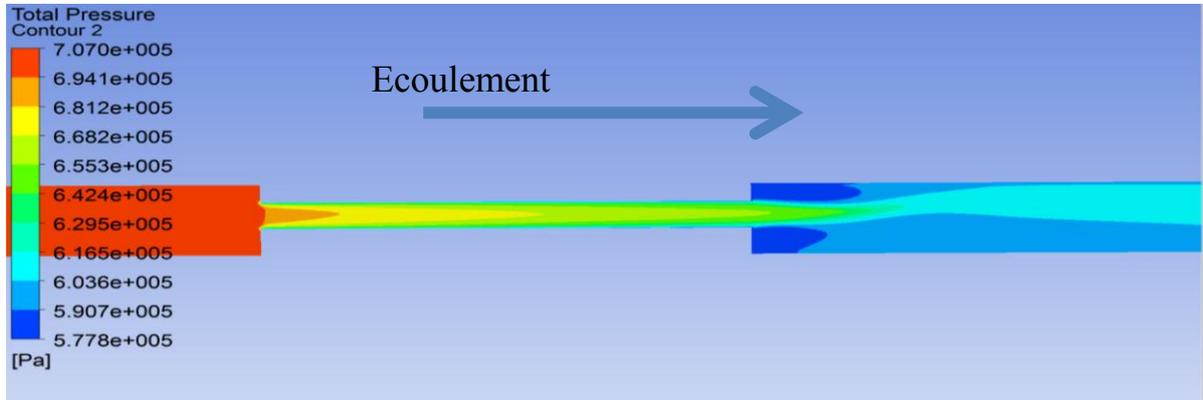


Ouverture d'une section annulaire

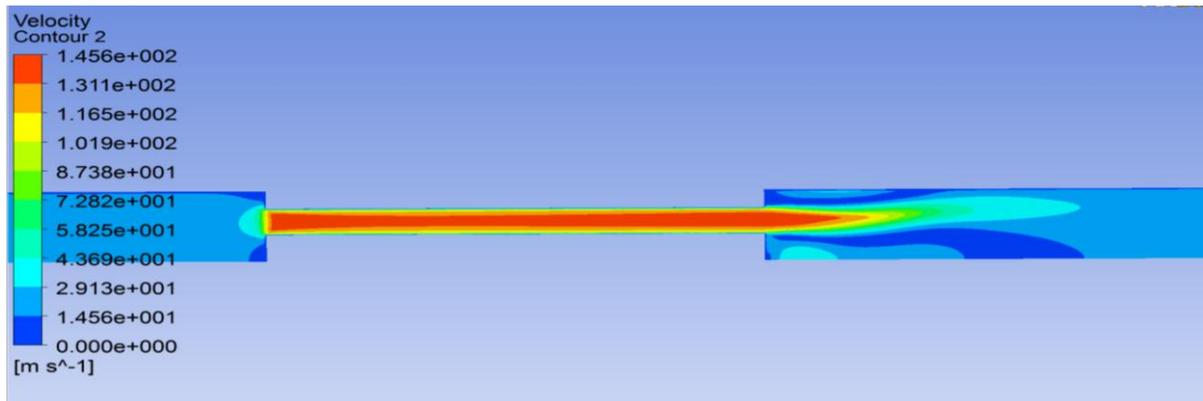
Annexe B – CFD

Cas d'un disque à 12 fentes pression amont 7 bar - abs, pression aval 6 bar - abs

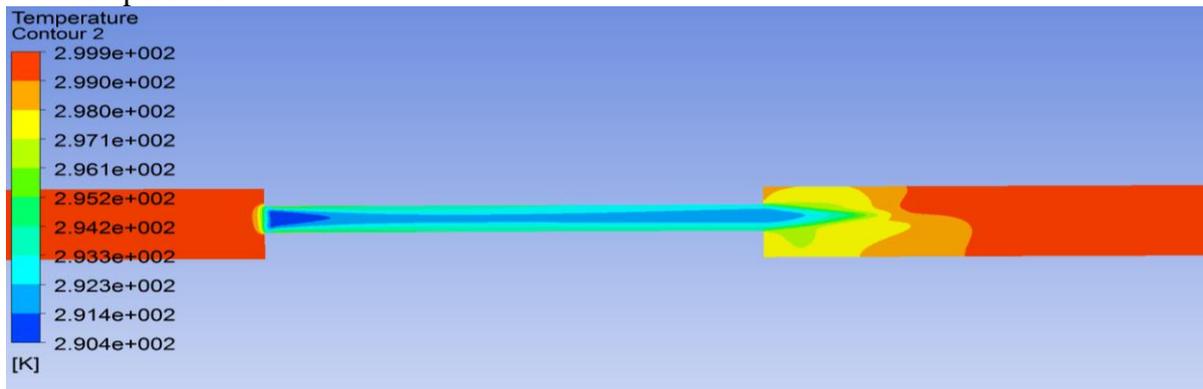
- Pression totale



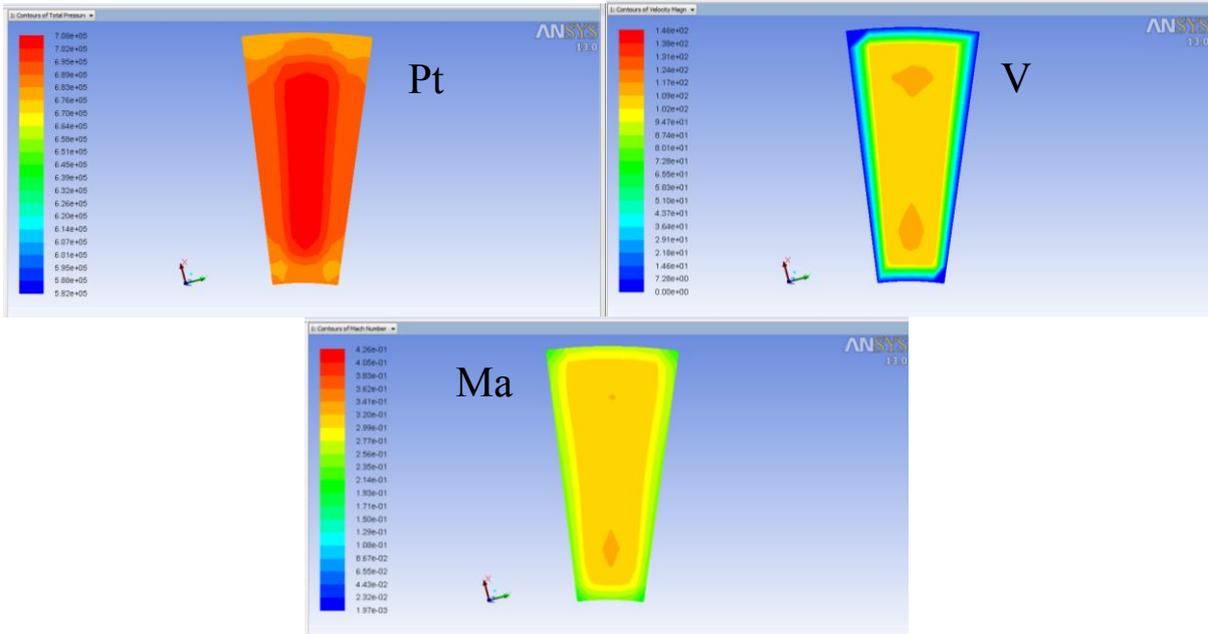
- Vitesse



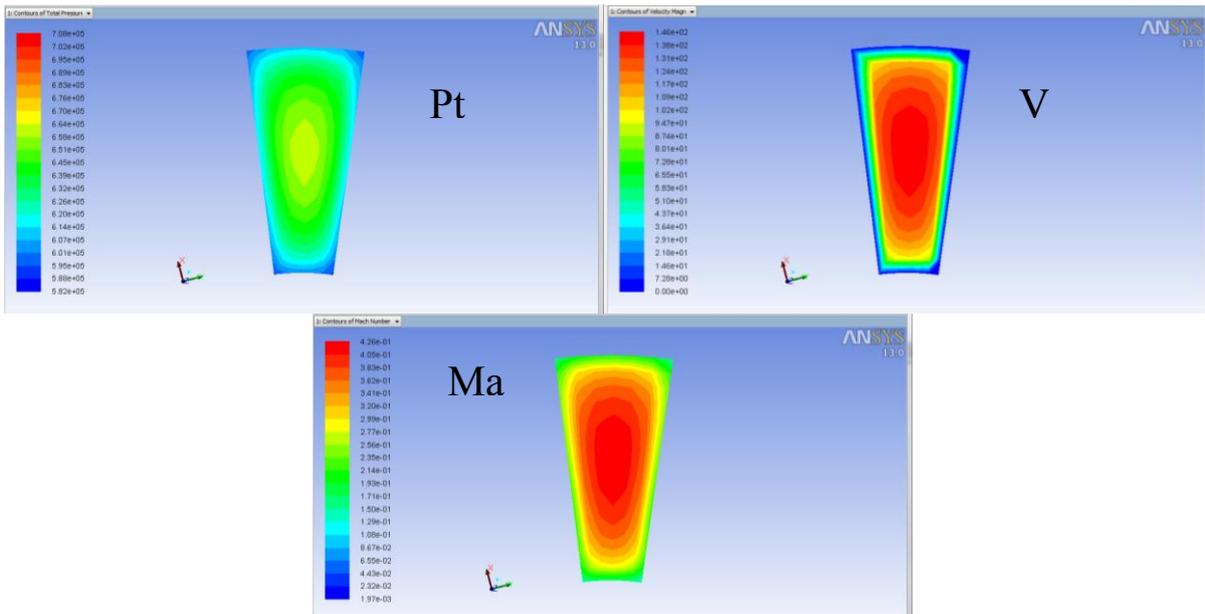
- Temperature



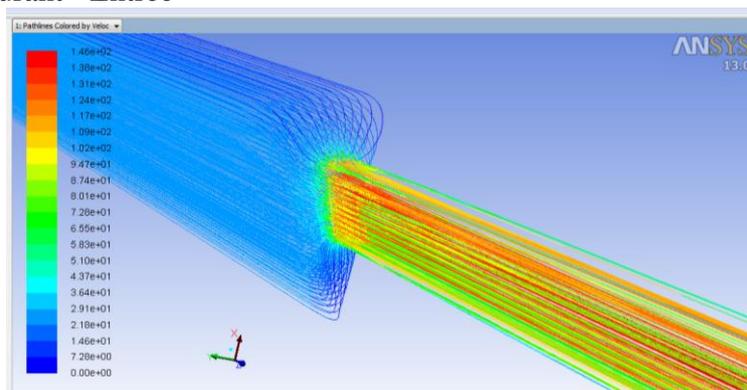
- Détail entrée de la fente.



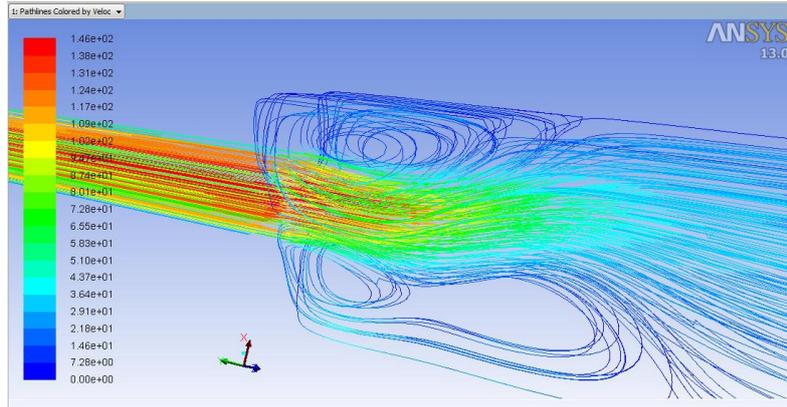
- Détail sortie de la fente :



- Lignes de courant - Entrée



- Lignes de courant - Sortie



Annexe C – Modélisation d'un moteur pas-à-pas à aimant disque

Pour un moteur composé de m phases nous avons l'expression de la tension induite pour un circuit k :

$$u_k = R_k i_k + N_k \frac{d\phi_k}{dt}, k = 1, \dots, m \quad (C.1)$$

Où R_k est la résistance propre de phase, i_k est le courant de phase, N_k le nombre de spires et ϕ_k le flux magnétique. La dérivée temporelle de ce flux étant donnée par l'expression :

$$N_k \frac{d\phi_k}{dt} = N_k \frac{d}{dt} \left(\sum_{l=1}^m \phi_{b_k b_l} + \sum_{j=1}^{n_a} \phi_{b_k a_j} \right) \quad (C.2)$$

$$\sum_{l=1}^m \phi_{b_k b_l} = \text{Flux d'interaction entre les différentes bobines et la bobine } k$$

$$\sum_{j=1}^{n_a} \phi_{b_k a_j} = \text{Flux d'interaction entre les aimants et la bobine } k$$

n_a étant le nombre d'aimants. Le flux ϕ_k dans une bobine étant donné par la relation suivante :

$$N_k \phi_k = \sum_{p=1}^m L_{pk} i_k \quad (C.3)$$

Où L_{pk} est l'inductance : propre pour $p=k$ et mutuelle (entre les phases) pour $p \neq k$

Alors de (C.2) et (C.3) nous avons:

$$N_k \frac{d\phi_k}{dt} = \sum_{l=1}^m L_{lk} \frac{di_k}{dt} + \sum_{l=1}^m \frac{dL_{lk}}{dt} i_k + N_k \sum_{j=1}^{n_a} \frac{d\phi_{b_k a_j}}{dt}$$

$$N_k \frac{d\phi_k}{dt} = \sum_{l=1}^m L_{lk} \frac{di_k}{dt} + \sum_{l=1}^m \frac{\partial L_{lk}}{\partial \theta} \frac{d\theta}{dt} i_k + N_k \sum_{j=1}^{n_a} \frac{\partial \phi_{b_k a_j}}{\partial \theta} \frac{d\theta}{dt} \quad (C.4)$$

L'équation (C.4) montre, pour un circuit électrique la variation de flux par rapport aux variations de position et de courant. Aussi, la technologie retenue possède des phases indépendantes, donc il n'y a pas d'interaction entre le flux généré par les différentes phases ($L_{lk} = 0$ pour $k \neq l$). Ainsi il n'y a pas de variation de l'inductance de phase par rapport à la position ($\frac{\partial L_{lk}}{\partial \theta} = 0$). L'équation (1.4) se réduit alors à :

$$N_k \frac{d\phi_k}{dt} = L_{kk} \frac{di_k}{dt} + \frac{d\theta}{dt} N_k \sum_{j=1}^{n_a} \frac{\partial \phi_{b_k a_j}}{\partial \theta} \quad (\text{C.5})$$

De (C.1) et (C.5) nous avons :

$$u_k = R_k i_k + L_{kk} \frac{di_k}{dt} + \dot{\theta} N_k \sum_{j=1}^{n_a} \frac{\partial \phi_{b_k a_j}}{\partial \theta}, k = 1, \dots, m \quad (\text{C.6})$$

Donc, pour la technologie proposée ayant deux phases nous avons d'après (C.6) :

$$u_1 = R_1 i_1 + L_{11} \frac{di_1}{dt} + \dot{\theta} N_1 \sum_{j=1}^{12} \frac{\partial \phi_{b_1 a_j}}{\partial \theta} \quad (\text{C.7})$$

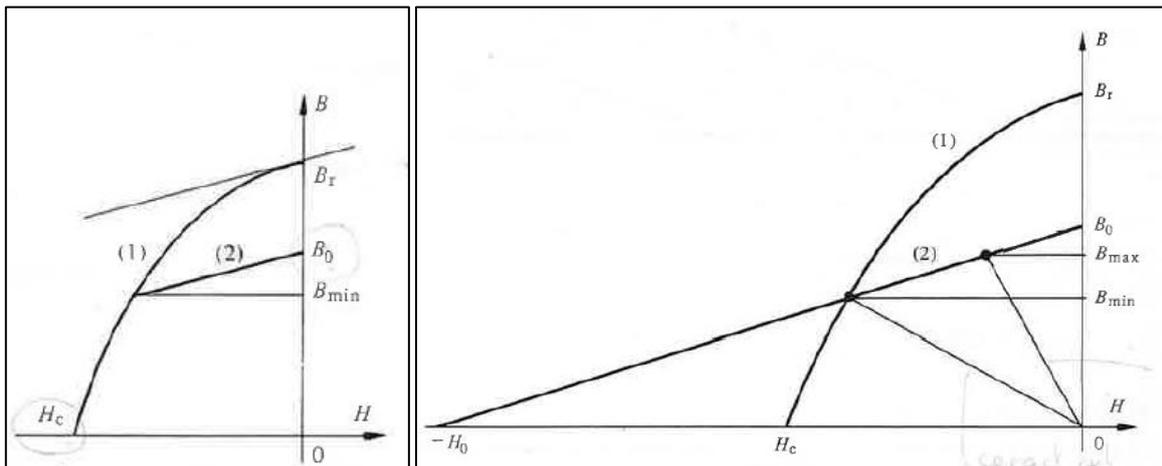
$$u_2 = R_2 i_2 + L_{22} \frac{di_2}{dt} + \dot{\theta} N_2 \sum_{j=1}^{12} \frac{\partial \phi_{b_2 a_j}}{\partial \theta}$$

Les forces magnétomotrices sont définies par :

$$\theta_{p\delta le} = N_k i_k \quad (\text{C.8})$$

$$\theta_{aimant} = -H_{aimant} \cdot e_{aimant}, e \text{ étant l'épaisseur de l'aimant} \quad (\text{C.9})$$

Un aimant permanent possède une caractéristique principale $B(H)$, courbe (1), comme la figure suivante:



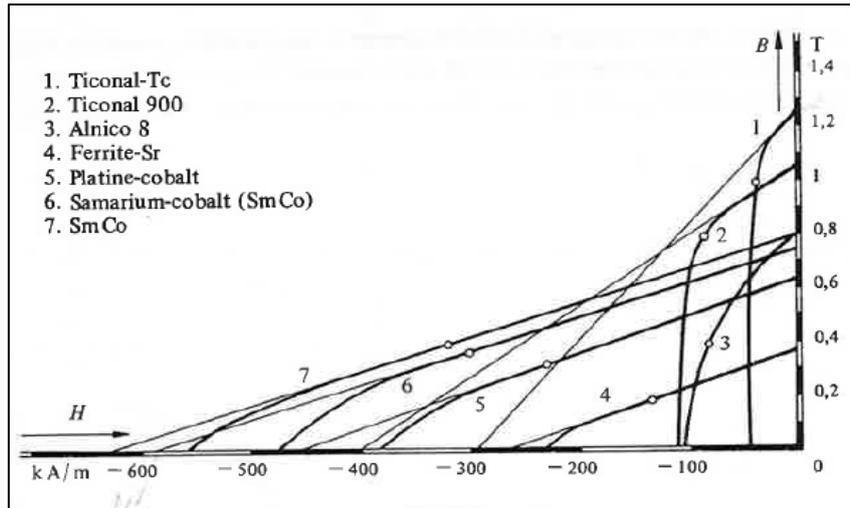
Caractéristique d'un aimant quelconque [Jufer]

La valeur de l'induction rémanente B_r et celle du champ coercitif H_c étant les valeurs limites de la courbe. La droite de retour (2) est parallèle à la dérivée de la caractéristique propre au point B_r . La zone de travail est définie par les points d'intersection des droites de charge et la

droite de retour. Cette courbe définie est définie par les points B_0 et $-H_0$. L'équation de cette droite devient :

$$B = B_0 + \mu_d H \quad (C.10)$$

Si on regarde les caractéristiques de certains aimants, comme le samarium-cobalt par exemple, nous observons une caractéristique principale linéaire sur une grande partie de la courbe. Cela signifie que la droite de retour, zone de travail de l'aimant, est confondue avec la caractéristique principale.



Caractéristique de certains aimants [Jufer]

Pour le samarium-cobalt nous avons alors:

- $B_0 = B_r$;
- Pour $B=0$, la relation (1.10) devient $\frac{B_r}{\mu_d} = -H$ ce qui exprime la valeur approximative du champ coercitif, alors $H(B = 0) \cong -H_c$;
- $\mu_d = \mu_{aimant} \cdot \mu_0$ où $\mu_0 = 4\pi 10^{-7}$ est la perméabilité magnétique du vide et μ_{aimant} est une caractéristique propre du matériau de l'aimant.

Donc pour déterminer la force magnétomotrice générée par l'aimant à l'aide des équations (C.9) et (C.10), nous avons :

$$\theta_{aimant} = H_{aimant} \cdot e_{aimant} = \frac{B \cdot e_{aimant}}{\mu_{aimant} \mu_0} - \frac{B_r \cdot e_{aimant}}{\mu_{aimant} \mu_0} \quad (C.11)$$

Comme $\phi = B \cdot S$, S étant la surface perpendiculaire au flux, alors :

$$\theta_{aimant} = \frac{\phi \cdot e_{aimant}}{S \cdot \mu_{aimant} \mu_0} - \frac{B_r \cdot e_{aimant}}{\mu_{aimant} \mu_0} \quad (C.12)$$

Le terme $\frac{e_{aimant}}{S \cdot \mu_{aimant} \mu_0}$ définit la réluctance de l'aimant permanent et le terme constant $\frac{B_r \cdot e_{aimant}}{\mu_{aimant} \mu_0}$ définit la valeur maximale de la force magnétomotrice. L'équation (C.12) devient :

$$\theta_{aimant} = \mathfrak{R}_{aimant} \phi - \theta_{aim.max} \quad (C.13)$$

De cela, et à l'aide de la loi d'Hopkinson nous avons :

$$\begin{aligned} \theta_{p\hat{o}le} - \theta_{aimant} &= \phi_k \cdot (\mathfrak{R}_{p\hat{o}le} + \mathfrak{R}_{ent.f}) \\ N_k i_k - (\mathfrak{R}_{aimant} \phi - \theta_{aim.max}) &= \phi_k \cdot (\mathfrak{R}_{p\hat{o}le} + \mathfrak{R}_{ent.f}) \\ N_k i_k + \theta_{aim.max.k} &= \phi_k \cdot (\mathfrak{R}_{p\hat{o}le} + \mathfrak{R}_{ent.f} + \mathfrak{R}_{aimant}) \end{aligned} \quad (C.14)$$

Si on revient à la figure 18, qui montre l'architecture du système à 12 fentes, chaque pôle voit une distribution sinusoïdale de la force magnétomotrice suite à la rotation du disque mobile. Aussi, quand la phase 1 voit une force magnétomotrice maximale, la phase 2 voit une force magnétomotrice nulle.

Grace à cela nous pouvons écrire l'évolution de la force magnétomotrice en fonction de l'angle mécanique θ :

- $\theta_{aim.max.1} = \theta_{aim.max} \cdot \cos(p\theta)$
- $\theta_{aim.max.2} = \theta_{aim.max} \cdot \sin(p\theta)$

L'équation (C.14) peut s'écrire sous la forme :

$$\begin{aligned} N_1 i_1 + \theta_{aim.max} \cdot \cos(p\theta) &= \phi_1 \cdot (\mathfrak{R}_{p\hat{o}le} + \mathfrak{R}_{ent.f} + \mathfrak{R}_{aimant}) \\ N_2 i_2 + \theta_{aim.max} \cdot \sin(p\theta) &= \phi_2 \cdot (\mathfrak{R}_{p\hat{o}le} + \mathfrak{R}_{ent.f} + \mathfrak{R}_{aimant}) \end{aligned} \quad (C.15)$$

Alors :

$$\begin{aligned} \phi_1 &= \frac{N_1 i_1 + \theta_{aim.max} \cdot \cos(p\theta)}{\mathfrak{R}_{p\hat{o}le} + \mathfrak{R}_{ent.f} + \mathfrak{R}_{aimant}} \\ \phi_2 &= \frac{N_2 i_2 + \theta_{aim.max} \cdot \sin(p\theta)}{\mathfrak{R}_{p\hat{o}le} + \mathfrak{R}_{ent.f} + \mathfrak{R}_{aimant}} \end{aligned} \quad (C.16)$$

Par définition nous avons :

$$\Lambda = \frac{1}{\mathfrak{R}}, \text{ la perméance magnétique}$$

L'expression (C.16) peut s'écrire :

$$\begin{aligned} \phi_1 &= \Lambda_{syst} \cdot [N_2 i_1 + \theta_{aim.max} \cdot \cos(p\theta)] \\ \phi_2 &= \Lambda_{syst} \cdot [N_2 i_2 + \theta_{aim.max} \cdot \sin(p\theta)] \end{aligned} \quad (C.17)$$

$$\text{Où } \Lambda_{syst} = \frac{1}{\mathfrak{R}_{p\hat{o}le} + \mathfrak{R}_{ent.f} + \mathfrak{R}_{aimant}}.$$

L'équation (C.17) s'écrit comme :

$$u_1 = R_1 i_1 + L_{11} \frac{di_1}{dt} + \dot{\theta} N_1 (-p \cdot \Lambda_{syst} \cdot \Theta_{aim.max} \cdot \sin(p\theta))$$

$$u_2 = R_2 i_2 + L_{22} \frac{di_2}{dt} + \dot{\theta} N_2 (p \cdot \Lambda_{syst} \cdot \Theta_{aim.max} \cdot \cos(p\theta))$$

Où simplement :

$$u_1 = R_1 i_1 + L_{11} \frac{di_1}{dt} + \dot{\theta} (-K_e \cdot \sin(p\theta))$$

$$u_2 = R_2 i_2 + L_{22} \frac{di_2}{dt} + \dot{\theta} (K_e \cdot \cos(p\theta))$$
(C.18)

Où la constante électromotrice est définie par $K_e = N \cdot p \cdot \Lambda_{syst} \cdot \Theta_{aim.max}$ pour $N_1 = N_2 = N$.

Une fois les équations électromagnétiques posées, nous pouvons par la suite s'intéresser par la conversion électromécanique. L'équation de base est celle du couple moteur :

$$T_m = \sum_{k=1}^m \frac{\partial \phi_k}{\partial \theta} \cdot \theta_{pôle.k}$$
(C.19)

$$T_m = K_e (-i_1 \cdot \sin(p\theta) + i_2 \cdot \cos(p\theta))$$
(C.20)

L'équation (C.20) représente le couple fourni par chaque pôle d'une phase avec $K_e = N \cdot p \cdot \Lambda_{syst} \cdot \Theta_{aim.max}$

Laboratoire Ampère - Insa de Lyon



Rapport d'avancement de 1ère année de thèse

Sujet : Adéquation d'un circuit SOI de
commande haute température pour les
composants de puissance grand gap :
Conception et mise en oeuvre d'un
convertisseur.

Responsables :
Dominique PLANSON
Dominique TOURNIER

Calvez Cyril

Année : 2012

Table des matières

1	Résumé	3
2	Introduction	3
2.1	Problématique	3
2.2	Inscription du sujet de thèse dans la problématique du laboratoire	4
2.3	Définition du domaine général de recherche	5
2.4	Définition du sujet de thèse	6
2.5	Aperçu du travail effectué ou prévu	7
2.5.1	Partie 1	7
2.5.2	Partie 2	7
2.5.3	Partie 3	7
3	Caractérisation des composants Grand Gap	8
3.1	Introduction	8
3.2	Matériel utilisé pour la caractérisation	9
3.3	Protocoles de caractérisation	11
3.3.1	Support mécanique du DUT	11
3.3.2	Conditionnement de la température	12
3.3.3	Caractérisation électrique	12
3.3.4	Paliers de température	14
3.4	Définition des tests	15
3.4.1	Exemples de caractérisations réalisées sur un transistor bipolaire (BJT) en SiC	16
3.4.2	Analyse des résultats	16
3.5	Conclusion	17
3.6	Perspectives	18
3.6.1	Viellissement	18
3.6.2	Protocole de vieillissement	19
3.6.3	Protocoles de mesure dynamique	20
4	Caractérisation de puces SOI et SOS	21
4.1	Introduction	21
4.1.1	Silanna SOS	21
4.1.2	X-Fab (X-Rel) SOI	22
4.2	Conclusion	22
4.3	Perspectives	23
5	Conclusion générale et perspectives	23
5.1	Conclusion	23
5.2	Perspectives	24

Table des figures

1	Classes de températures suivant le domaine d'application du produit	4
2	Situation du domaine de recherche dans la chaîne de conversion de l'électricité	6
3	Schéma simplifié de la mise en oeuvre de la caractérisation en température	9
4	Analyseur de composant de puissance et traceur Agilent B1505A	10
5	Conditionneur thermique Thermonics T2500E/300	11
6	Support mécanique de caractérisation électrique en haute température	12
7	Schéma de branchement des différentes SMU au DUT	13
8	Allure des pulses appliqués au composant : théorique et réel	14
9	Paliers de température appliqués au composant	15
10	Variation de la résistance à l'état passant en fonction de la température	16
11	Variation de la tension de seuil d'un transistor avec un pré-stress, sans pré-stress et avec un délai post-stress de 1H	20
12	Variation du courant de fuite d'un transistor MOSFET SiC avec ou sans pré-stress ($V_{GS} = 15V$) et sous température ambiante ou haute température ($150^{\circ}C$)	20
13	PCM en technologie SOS et évolution de la transconductance en fonction de la température	22

1 Résumé

Ce rapport présente tout d'abord la problématique de ce sujet de thèse. On y définit les enjeux et les objectifs actuels concernant l'électronique de puissance en haute température et les solutions à priori trouvées pour concevoir des modules de puissance haute température et haute tension. Le sujet de thèse est ensuite défini ainsi que la place du système étudié dans la chaîne de conversion d'énergie. On présente le projet DG2HT2 qui jalonne les étapes de la thèse.

Puis la méthodologie de caractérisation de composants est présentée avec comme illustration une application sur le BJT de TranSiC. On définit les différents protocoles de mesure et l'analyse des résultats. En perspective, on va s'orienter sur l'étude des modes de dégradation des composants de puissance en SiC et leur caractérisation en dynamique.

Ensuite, on présente les caractérisations qui seront effectuées sur les puces SOI et les problèmes rencontrés.

Finalement, on fait un bilan du travail effectué et de celui à venir.

2 Introduction

2.1 Problématique

Depuis plusieurs années on constate un intérêt certain des industries (pétrolière, automobile, aéronautique...) pour les composants permettant de fonctionner en haute température (Extreme-Temperature dans la figure 1), avec pour objectif de les intégrer dans les convertisseurs de puissance. En effet, de part ses propriétés, le silicium employé dans la fabrication des transistors de puissance ou des différents circuits de commande limite leur température de fonctionnement à 175°C maximum. Cela implique l'utilisation d'un système de refroidissement coûteux en poids et en volume ainsi que des problèmes de fiabilité dans les environnements sévères. La récente commercialisation de composant de puissance Grand Gap (premières diodes Schottky SiC 600V de Cree en 2001) et notamment ceux fabriqués en SiC¹ ont permis la conception de convertisseurs de puissance pouvant fonctionner à des températures supérieures à 200°C [1] [2] [3] pour la partie puissance. Ces composants commencent à avoir une maturité technologique permettant d'envisager leur utilisation dans des applications commerciales, même si des soucis de fiabilité ou de vieillissement prématurés sont encore présents pour les différents types de transistors [4] [5].

D'une autre part, la partie commande de ces convertisseurs haute température reste encore à mettre au point. Les axes de recherches s'orientent

1. Carbure de Silicium

principalement vers la technologie SOI² qui permet de concevoir des circuits intégrés supportant une température de fonctionnement supérieure à 300°C, grâce à des courants de fuite réduits, et dont les prototypes déjà réalisés ont été validés à plus de 200°C [6] [7] [8]. L'entreprise Cissoid³ commercialise déjà de tels drivers mais l'intégration des différentes protections nécessaires à une utilisation sûre de ces modules en haute température reste à effectuer.

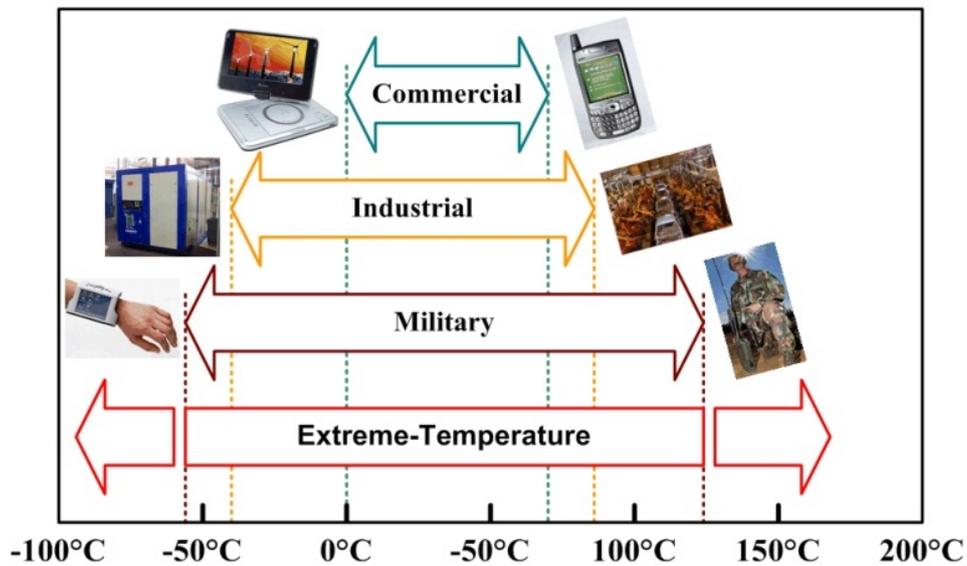


FIGURE 1 – Classes de températures suivant le domaine d'application du produit

2.2 Inscription du sujet de thèse dans la problématique du laboratoire

Le sujet de cette thèse s'intitule : *Adéquation d'un circuit SOI de commande haute température pour les composants de puissance grand gap : Conception et mise en oeuvre d'un convertisseur.*

Elle se place dans la thématique EPI⁴ du laboratoire Ampère INSA. Au sein de celui-ci, plusieurs équipes pluri-disciplinaires coordonnent leurs efforts de recherche sur la conversion d'énergie électrique, sa transformation et son transport. Les domaines de compétences sont variés et com-

2. Silicon On Insulator

3. <http://cissoid.com>

4. Electronique de Puissance et Intégration

plémentaires tels que la modélisation de composants, leur design et fabrication, leur packaging et l'étude de leur utilisation dans les systèmes de conversion d'énergie. Plusieurs thèses adressent les problématiques précédentes : packaging haute température [9] [10], fiabilité des assemblages [11], conception d'un circuit de commande pour JFET en SOI [12] [13]

La thèse s'inscrit également dans le cadre du projet DG2HT2⁵, un projet collaboratif novateur et stratégique qui a pour but d'étudier et de développer un ensemble de briques technologiques de l'électronique haute température. Plus précisément, le but est de créer un démonstrateur de driver de transistors de puissance, haute température (>230°C) et haute tension (>1200V), intégrant des fonctions de protections et permettant par là même une fiabilité de fonctionnement en environnements sévères. La particularité de ce driver est de pouvoir commander la majorité des transistors SiC disponibles sur le marché, le qualifiant de "driver universel".

La participation du laboratoire Ampère au projet DG2HT2 jalonne le déroulement de la thèse et des différents axes de recherche. Cette participation se fait au sein d'une équipe composée de 2 industriels et d'1 laboratoire :

- L'entreprise Tronico, qui dirige le projet et se penche sur l'assemblage et le packaging haute température des puces SOI
- L'entreprise X-REL (EASii-IC) s'est responsable du design et de la conception du circuit driver SOI haute température
- Le laboratoire Ampère s'occupe quant à lui de la caractérisation des modules et de la validation des choix de conception

Ce projet s'effectue en plusieurs phases qui seront explicitées par la suite, et mises en relations avec le déroulement des étapes de la thèse.

2.3 Définition du domaine général de recherche

La thèse traitant de *la mise en oeuvre d'un convertisseur*, nous allons définir le domaine de travail envisagé et situer celui-ci dans la chaîne de conversion de puissance. La figure 2 montre un schéma très simplifié d'un convertisseur de puissance. Basiquement, le convertisseur de puissance permet de faire la conversion de l'énergie provenant de l'alimentation électrique pour alimenter l'actionneur suivant la loi de commande. Le travail de recherche est défini dans l'aire qui correspond au couple driver et transistors de puissance.

5. Driver pour transistors grand gap haute tension et haute température

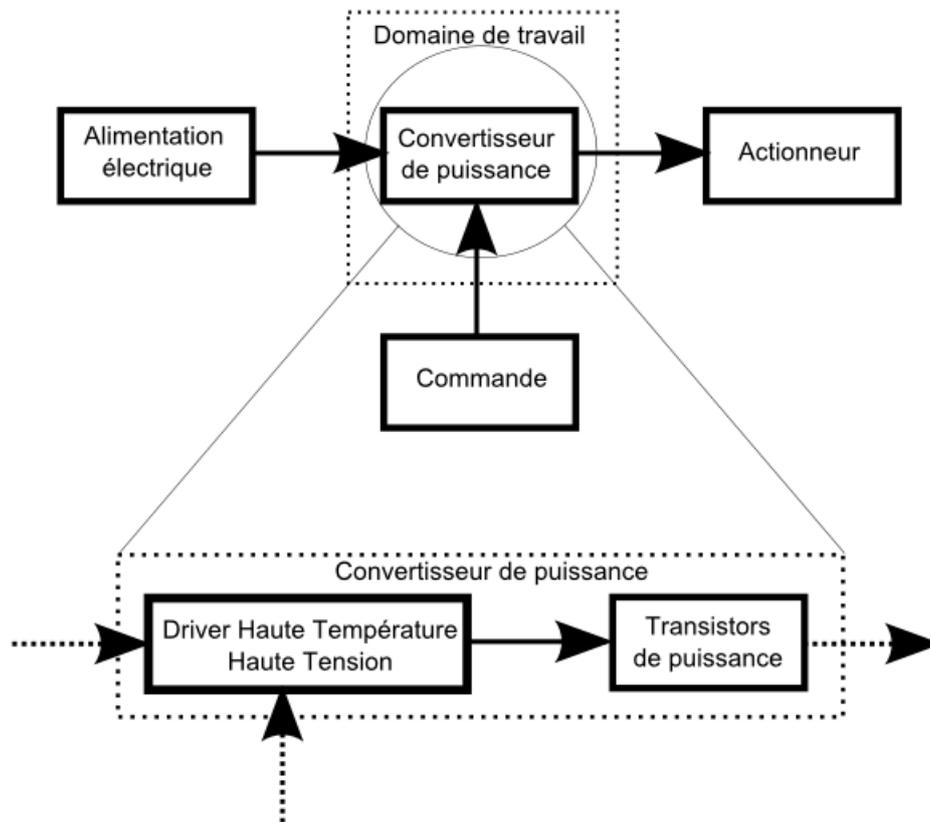


FIGURE 2 – Situation du domaine de recherche dans la chaîne de conversion de l'électricité

2.4 Définition du sujet de thèse

Le terme adéquation signifie que l'on ne s'occupe pas de concevoir le design à proprement parler du driver, mais que l'on fournit un support pour les choix de conception de celui-ci. Ce support s'effectue par l'étude d'informations recueillies lors des différentes recherches bibliographiques, l'exploitation des résultats de caractérisation des composants susceptibles d'être utilisés dans le convertisseur ou des modules fabriqués ainsi que l'expérience du laboratoire dans le domaine.

Ce projet peut se morceler approximativement en 3 phases qui vont correspondre au jalonnement initial du travail de thèse :

- Partie 1 : Définition du cahier des charges du driver haute température ainsi que des transistors de puissance susceptibles d'être envisagés pour l'intégration dans le démonstrateur final

- Partie 2 : Conception et fabrication des puces SOI du driver haute température
- Partie 3 : Assemblage des puces en boîtier et mis en place d'un démonstrateur

Durant ces trois phases, nous focaliserons notre travail sur l'analyse des modes de dégradation des différentes briques technologiques développées. Dans ce but, une méthodologie de caractérisation sera définie.

2.5 Aperçu du travail effectué ou prévu

2.5.1 Partie 1

Lors de cette première partie de la thèse, un travail de bibliographie sur les transistors de puissance en SiC et surtout sur les différentes topologies de convertisseurs a été fait. En parallèle, la caractérisation des différents transistors de puissance en température a permis d'extraire des paramètres pour la conception du driver et de comparer les performances et modes de commande des différents types de transistors.

2.5.2 Partie 2

Cette deuxième partie reprend une partie de recherche bibliographique concernant la technologie SOI, ainsi que la définition des structures de test pour les études de dégradation et de vieillissement des modules. Des tests fonctionnels en température sur le premier run des modules driver seront aussi effectués, ainsi que l'étude des dégradations éventuelles.

2.5.3 Partie 3

La dernière partie permettra de continuer les tests sur le second run des modules driver et de définir et mettre en place un démonstrateur. Par la suite, des tests fonctionnels seront effectués et on vérifiera si le module tiendra les spécifications annoncées.

Pour le travail présenté dans ce rapport, on se focalisera sur la caractérisation des composants grand gap et plus particulièrement du BJT de TranSiC.

3 Caractérisation des composants Grand Gap

3.1 Introduction

La caractérisation électrique de composant en température permet de définir les variations des paramètres du transistor suivant la température. En effet, la seule "datasheet" (quand elle est disponible) ne permet pas de connaître précisément le comportement du transistor en température. Lorsque l'on fait fonctionner un composant à haute température son comportement électrique est modifié et cela peut influencer sur les paramètres de commande à lui appliquer.

Dans le cadre du projet DG2HT2, on utilise ces résultats de mesure pour concevoir en adéquation les structures internes du driver permettant de commander le transistor de puissance.

Dans le cadre de la thèse, on utilise ces caractérisations pour mettre en place des protocoles de mesure fiables et un savoir-faire qui seront utilisés par la suite pour la caractérisation des modules complets. Ces résultats peuvent être aussi intéressants pour valider des modèles électriques de transistor avec précision.

Différents composants seront mesurés et comparés :

- JFET normalement passant de Semisouth (1200V 50 mΩ)
- JFET normalement fermé de Semisouth (1200V 50 mΩ)
- BJT de TranSiC (1200V 50 mΩ)
- MOSFET de Cree (1200V 160 mΩ)
- HEMT en GaN (démonstrateur laboratoire)

avec comme objectif de mettre en évidence les modes de dégradations possibles, les variations des performances attendues sur les modules de puissance associant circuit de commande, alimentations et puces SiC.

Cette phase de caractérisation permettra également de déterminer les plages de tension et de température dans lesquelles les différents composants SiC ou GaN peuvent fonctionner et de conclure sur le ou les composants les plus à même d'être fonctionnels et de répondre aux contraintes du cahier des charges (fonctionnement à 230°C).

3.2 Matériel utilisé pour la caractérisation

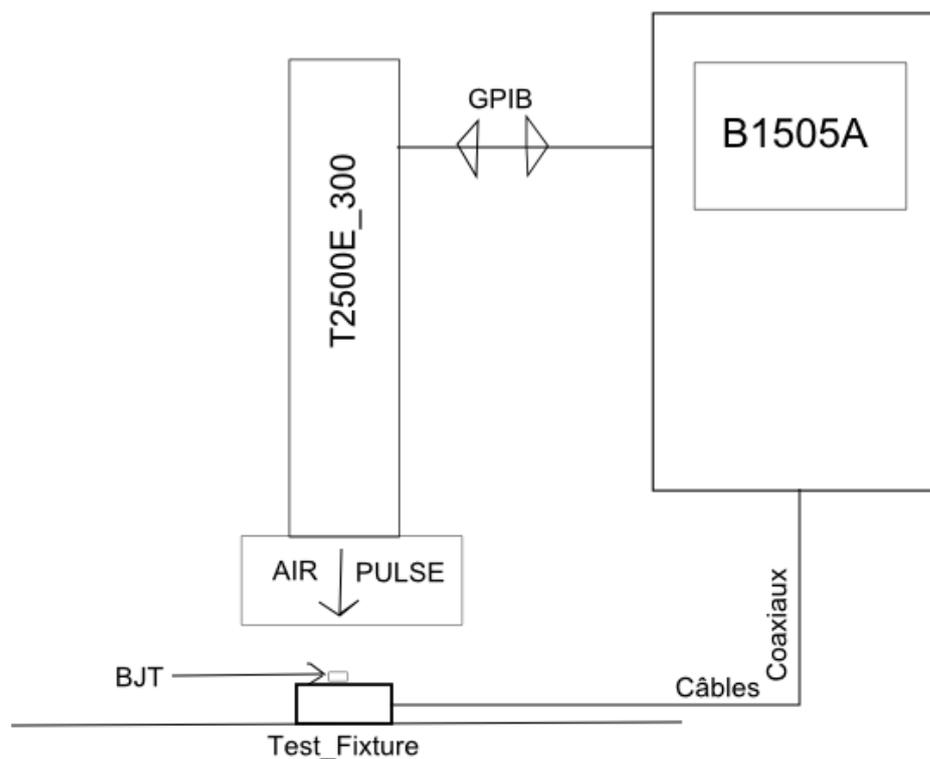


FIGURE 3 – Schéma simplifié de la mise en oeuvre de la caractérisation en température

Pour effectuer l'ensemble des mesures électriques, on a utilisé le Power Device Analyser B1505A d'Agilent. Grâce aux différentes SMUs⁶ à disposition on peut effectuer l'ensemble des mesures de puissance en pulsé, de fuite à haute tension et de capacité sous haute tension. On reviendra dans la prochaine section sur les différents paramètres et conditions à remplir pour obtenir des mesures correctes avec ce matériel. Il faut aussi prendre en compte les imprécisions de mesure liées aux différents calibres de mesures utilisés, ceux ci sont disponibles dans le datasheet du B1505A [14]

6. Source and Measure Units



FIGURE 4 – Analyseur de composant de puissance et traceur Agilent B1505A

Le B1505A pilotera par l'intermédiaire d'une liaison GPIB IEEE-488 un conditionneur de température Thermonics T-2500E/300. Celui-ci permet, par l'envoi d'air pulsé, de fixer et réguler la température appliquée au

DUT⁷. La plage de température de l'air pulsé s'étend de -80°C à +300°C.



FIGURE 5 – Conditionneur thermique Thermonics T2500E/300

3.3 Protocoles de caractérisation

On détaillera ici les particularités spécifiques à chacune des mesures effectuées. En effet, malgré la relative facilité d'utilisation du B1505A, certaines mesures doivent faire l'objet d'une attention particulière aux paramètres et aux câblages pour obtenir des résultats cohérents et fiables. Une connaissance spécifique du composant à mesurer est obligatoire pour connaître les paramètres de mesure à appliquer.

3.3.1 Support mécanique du DUT

Un support mécanique a été développé (voir figure 6) pour effectuer les différentes mesures en température. Il permet d'utiliser des composants en boîtier TO-258 ou équivalent et effectuer une mesure quatre-pointes (Kelvin) au plus près du composant, sur les trois pattes du composant. Les connexions entre ce support et le B1505A s'effectuent avec des connecteurs coaxiaux BNC 50 Ohms ainsi que du câble coaxial haute température. Cela permet d'utiliser le même support pour effectuer la totalité des mesures.

7. Device Under Test

En effet, grâce au blindage des câbles coaxiaux jusqu'au plus près du composant, on peut effectuer les mesures faibles courant et de capacités à haute tension et ceci jusqu'à une température de 300°C.



FIGURE 6 – Support mécanique de caractérisation électrique en haute température

3.3.2 Conditionnement de la température

Un conditionneur de température Thermonics T-2500E/300 est utilisé pour forcer le composant à une température donnée. L'envoi d'air pulsé à température régulée permet d'atteindre rapidement la température cible du composant. Lors de mesures à fortes puissances, ce dispositif permet aussi de limiter l'auto-échauffement comparé à un conditionnement par résistance thermique de contact. Il permet aussi des mesures plus rapides, il faut 3 min pour passer le composant à tester de sa température initiale à sa température cible. La mesure de la température du composant a été effectuée par visualisation de la variation des caractéristiques de la jonction base-émetteur du transistor bipolaire.

3.3.3 Caractérisation électrique

Les mesures pulsées permettent d'effectuer des mesures à fort courant (20A) avec des tensions pouvant aller jusqu'à 20V (à l'aide de la HCSMU). Le mode pulsé permet de diminuer l'auto-échauffement inhérent aux passages de forts courants dans les interrupteurs de puissance. Le B1505A permet théoriquement des pulses d'une longueur minimale égale à 50 μ s. Néanmoins, d'après les différentes expérimentations effectuées, on ne peut descendre en dessous d'une longueur de pulse égale à 300 μ s dans le meilleur des cas pour cette configuration de courant et de tension donnée. En effet, malgré les spécifications avantageuses du B1505A, des problèmes d'inductance dues aux câbles de connexions reliant le DUT (Device Under Test) à la SMU concernée dégradent et stoppent brutalement les mesures. En prenant pour référence la datasheet d'un équipement équivalent chez Keithley

(Modèle 2651A jusqu'à 50 A en pulsé), on montre que la longueur de pulse minimale est de 100 μs . Mais pour une charge de 1 ohm sous 20A, il faut déjà 180 μs à l'établissement de la tension (Voir datasheet). Par analogie, on peut donc dire qu'on ne peut pas utiliser le mode pulsé jusqu'à 20V et 20A avec des pulses à la longueur minimale spécifiée. Une valeur conservatrice de 500 μs peut être définie comme correcte pour la plupart des mesures. Lors de celles-ci on a pu néanmoins obtenir des résultats fiables avec 300 μs , ce qui permet de limiter l'auto-échauffement des composants durant les mesures.

SMU	Tension Max	Courant Max	Domaines d'utilisation
HPSMU	200 V	1 A	mesure courants faibles commande - mesure pulsée
HVSMU	3000 V	8 mA	tenue en tension courant de fuite
HCSMU	20 V	20 A	mesures forts courants et pulsés

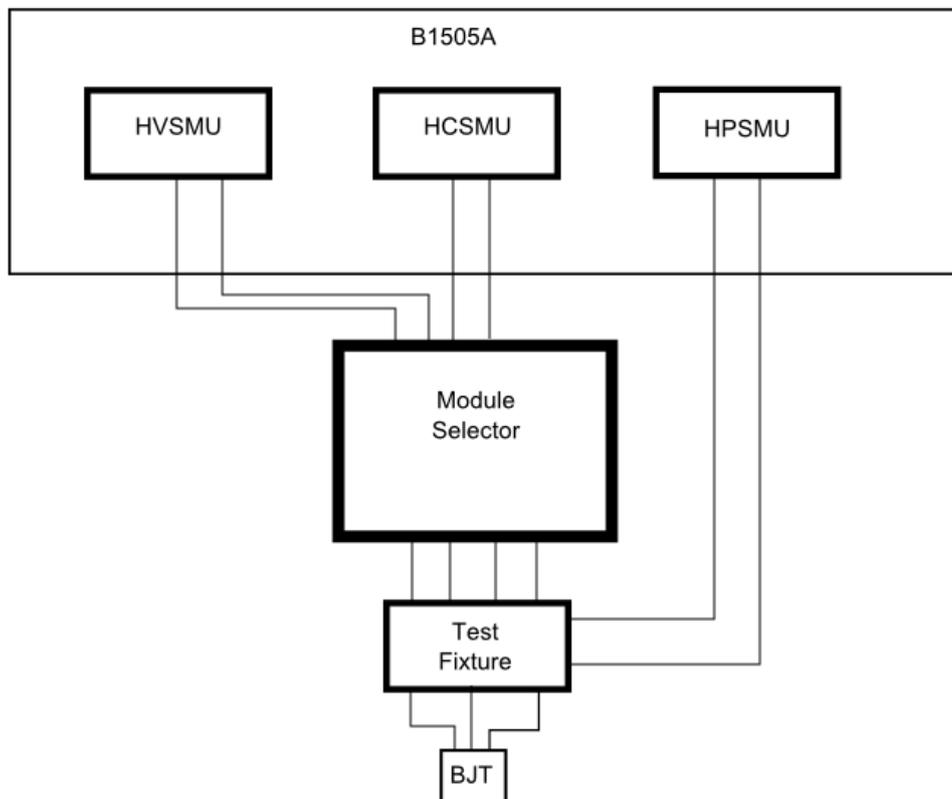


FIGURE 7 – Schéma de branchement des différentes SMU au DUT

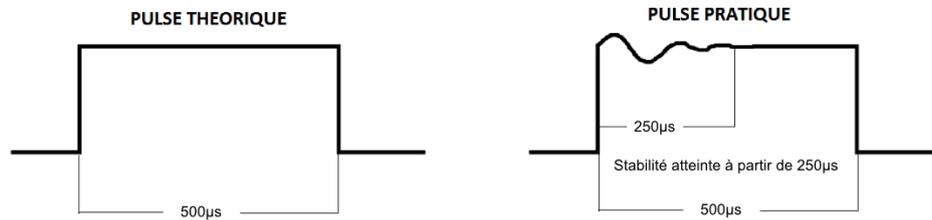


FIGURE 8 – Allure des pulses appliqués au composant : théorique et réel

3.3.4 Paliers de température

Le composant a été mesuré de 25°C à 250°C par pas de 25°C. Chacun des tests est effectué pour chaque palier de température. Après ces mesures, une deuxième mesure est effectuée à température ambiante (25°C) afin de connaître les éventuelles variations qui ont été induites par la montée en température du composant ou l'application de stress électriques. Les tests à basses températures n'ont pas été effectués car à priori les composants de puissances en SiC n'observent pas de dégradations à basses températures.

L'heure de mesure des différents tests est conservée, ceci permet de réaliser un graphique présentant la durée à laquelle le composant a été soumis à une température donnée.

TABLE 1 – Durée des différents paliers

$T_{rampemontee}$ moyen	3 min
T_{palier}	41 min
$T_{rampedescente}$	10 min
$T_{totalpalier}$ moyen	44 min
$T_{totalcomplet}$	491 min ou 6H11min

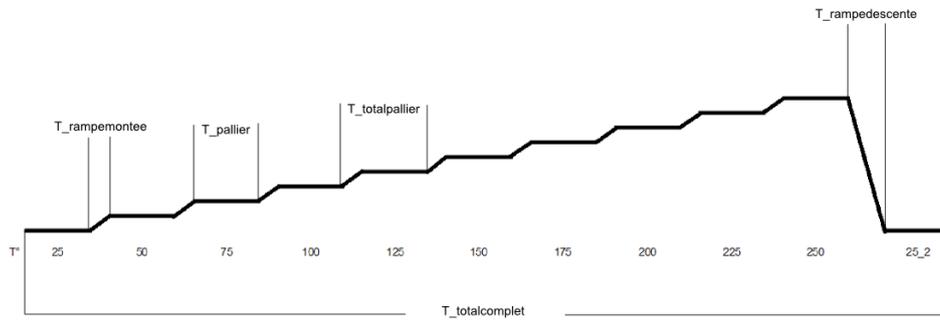


FIGURE 9 – Paliers de température appliqués au composant

3.4 Définition des tests

On effectue plusieurs mesures du composant en direct pour extraire différents paramètres. La Table 3 présente un aperçu de ceux-ci, ce qui permettra une planification efficace des tests de vieillissement des modules de puissance en fin de thèse.

TABLE 2 – Description des différents tests effectués et sources utilisées

HPSMU	HVSMU	HCSMU	Test	Durée	Type	Extraction
X		X	$I_C - V_{CE}$	9 min	courbes Gummel	R_{ON}
X		X	$I_B - V_{BE}$	19 min	Jonction BE	température
X		X	H_{fe}	3 min	Gain β	V_{TH}
X	X		$I_C - V_{CE0}$	3 min	Fuites en bloqué	Fuites à 600V

3.4.1 Exemples de caractérisations réalisées sur un transistor bipolaire (BJT) en SiC

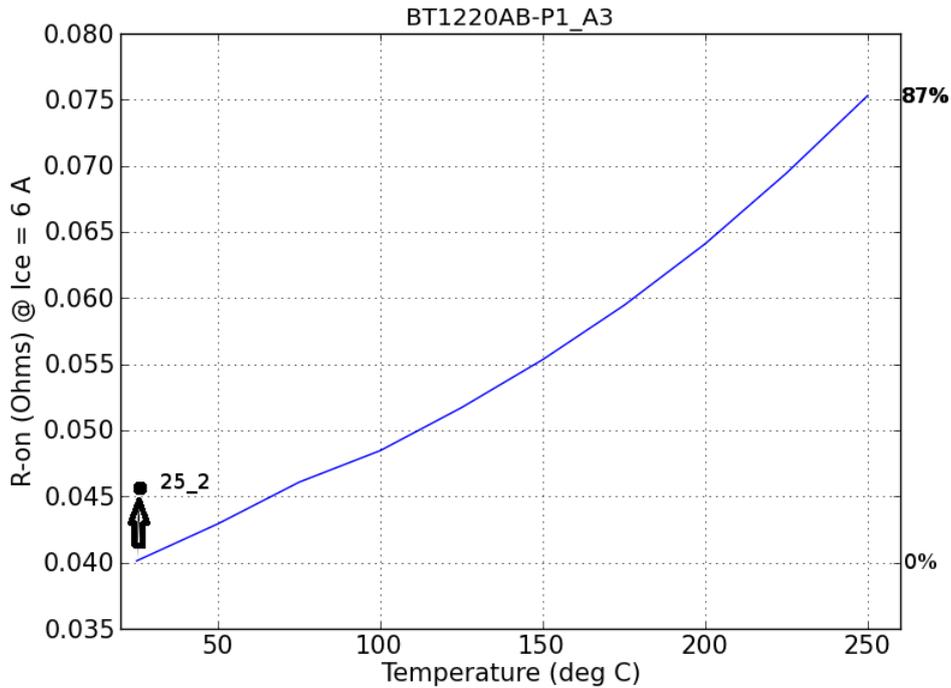


FIGURE 10 – Variation de la résistance à l'état passant en fonction de la température

3.4.2 Analyse des résultats

Lors de ces mesures nous avons pu observer quels étaient les paramètres qui étaient susceptibles d'être modifiés en fonction de la température, ainsi que les valeurs des différents courants ou tensions de commande du transistor. Le tableau ci-dessous présente un récapitulatif des différentes valeurs mesurées.

TABLE 3 – Grandeurs mesurées suivant la température et dégradations

Grandeurs	25°C	250°C	Δ (dégradation entre 25°C et 25_2°C ⁸)
R-on	40 mOhms	75 mOhms	15% environ
Ib à 1mA	1,95 V	2,55 V	négligeable
HFE	60,3	36,5	3%
Vth	2,8 V	2,4 V	négligeable
Ice0 à 600V	200 pA	200 nA	inférieure à 1 décade

On a pu aussi définir le temps nécessaire à la caractérisation d'un composant, mais des tests supplémentaires ou une plus grande résolution des mesures prendraient beaucoup plus de temps. Néanmoins, on doit ajouter à ce temps la mise en place de la connectique, du conditionneur de température (ainsi que le temps de refroidissement du bloc compresseur intégré). Il faut donc environ une journée pour la mesure seule d'un composant, avec des programmes de mesure et un protocole déjà écrit. L'exploitation des résultats est faite ultérieurement (écriture des programmes de tracé de courbes, extraction des paramètres).

3.5 Conclusion

La mise en place des différents protocoles de mesure a été longue et fastidieuse car la documentation fournie par Agilent est incomplète en mode pulsé et les réponses aux questions demandées n'étaient pas toutes judicieuses. Il y a donc eu au commencement de la thèse une phase de tests et d'essais pour comprendre le fonctionnement des différents modes de mesure. Le B1505A est un outil simple à utiliser lors des mesures courantes ; mais des problèmes apparaissent lorsque l'on est proche des limites du système de mesure (mais toujours dans les spécifications données par Agilent).

La définition des protocoles de mesure a demandé la conception et fabrication d'un prototype de support haute température pour la caractérisation de composants en boîtier. Un tel type de support existe chez Agilent mais il ne dispose pas de possibilité de surveiller en temps réel la température du DUT.

A partir de ce point, une mise en place de l'automatisation complète des mesures a été effectuée, celle-ci s'effectue sur plusieurs étapes :

- Contrôle automatique de la température avec retour par GPIB de la température de l'air pulsé sur le composant.
- Observation de la stabilisation de la température interne du composant par mesures électriques des paramètres thermo-sensibles (exemple : diode Base-Emetteur).
- Application des différents tests électriques préprogrammés et possibilité d'extraction des paramètres
- Enregistrement des différentes données récoltées avec classement des fichiers suivant la température, le nom du test et la date de la mesure.

Ceci permet de garder un historique complet et précis de ce qu'a subi chaque composant, tant au niveau des stress thermiques qu'électriques.

Puis les différents programmes adéquats pour extraire les paramètres voulus suivant le type de transistor utilisé ont été écrits.

Toutes ces étapes de préparation permettent aujourd'hui de caractériser un transistor de puissance et d'extraire les paramètres voulus en moins d'une journée (lorsque l'on caractérise plusieurs composants de suite). Le tableau suivant résume les différentes caractérisations envisagées sur les différents composants et modules utilisés ou issus du projet.

TABLE 4 – Présentation des différents tests envisagés durant le projet (sur des composants ou des modules).

DUT	Test	Type, description	Procédure	Résultats	Durée
BOITIER	A	$I_{DS} = f(V_{DS}), V_{GS}$	(1)	(2)	(3)
	B	$I_{DS} = f(V_{DS}), I_{cmd}$	(1)	(2)	
	C	Transconductance	(1)	(2)	
	D	Gain	(1)	(2)	(4)
	E	Tenue en tension	(1)	(2)	
	F	Capacités internes	(1)	(2)	
	G	Dynamique	(1)	(2)	
MODULES	m1	Puces SiC nues avant bonding	A ou B ; E	(2)	1 jour
	m2	Puces SiC après bonding avant gel	A ou B ; E	(2)	1 jour
	m3	Puces SiC après bonding et gel	A ou B ; E	(2)	3 jours
	m4	Puces SOI	(5)	(2)	-
	m5	Alimentations	(6)	(2)	-

(1) Les fiches de procédure de mesure décrivent les conditions expérimentales de mesures ainsi que le fonctionnement des scripts (codés en langage python et basés sur les travaux de Nicolas Dheilly) d'extraction et d'analyse des résultats.

(2) Les fiches de résultat de type "datasheet" seront renseignées à partir des fiches 1

(3) Les durées sont approximatives et peuvent varier en fonction des contraintes de mise en oeuvre des modules et des connexions pour les caractérisation. On peut retenir 1 jour pour 1 composant pour une mesure de 25°C à 250°C.

(4) Les mesures en commutations (tests dynamiques, G) permettent d'extraire les grandeurs caractéristiques de performances : $t_{rise}, t_{fall}, t_{delay}, t_{rr}, Q_{rr}$... cela en fonction du type de composant sous test.

(5) Les tests des puces SOI sont identiques aux tests effectués sur les puces de puissance en boîtiers, avec une adaptation nécessaire des calibres en courant et tension pour les mesures. Viendrons se rajouter à ces caractérisations des tests plus spécifiques (électro-migration, mesure de capacité, analyse de la défaillance de transistors PMOS).

3.6 Perspectives

3.6.1 Vieillissement

D'après les mesures effectuées, les différents composants présentent des dégradations en température au cours du temps. Celle-ci sont non-négligeables et doivent être incluses dans la caractérisation du composant

pour l'adéquation des paramètres de commande du driver. En reprenant les travaux déjà effectués dans [5] nous avons pu mettre en place un protocole de test. Celui-ci ne sera pas à proprement parler du vieillissement car aucun cyclage thermique n'est envisagé, mais plutôt une observation des dégradations du BJT lorsqu'il est soumis à un stress de longue durée.

3.6.2 Protocole de vieillissement

Le protocole pour le vieillissement n'est pas encore totalement finalisé mais l'orientation générale des mesures et analyses qui suivront ont été faites en prenant appui sur des résultats de publications récentes. On fera subir un stress permanent au BJT (à définir) sous une température élevée et on mesurera à intervalle régulier (de l'ordre de la seconde) sa caractéristique directe et inverse pour observer les effets des dégradations. Le premier test A s'effectuera à 175°C et le deuxième B à 250°C. Cela permettra d'analyser l'effet de la température sur les dégradations. Le test s'effectuera avec des pas très courts (1 seconde) pour savoir si les dégradations apparaissent progressivement ou subitement. (Dans les publications l'échelonnement des tests s'effectue avec des points très décalés : 30 min, 1H, 10H, 30H). Dans la figure 11 on peut observer l'effet d'un pré-stress électrique sur la grille d'un transistor MOSFET SiC de puissance. Des charges sont piégées dans l'oxide de grille lors de ce pré-stress et modifient la valeur de la tension de seuil. Cette variation peut conduire à un dépassement des valeurs limites de la spécification du composant et peuvent conduire à une défaillance du module de puissance. Ces effets sont aussi accentués avec une haute température, comme présenté dans la figure 12. Pour le MOSFET SiC on voit apparaître cette dégradation à partir de 125°C.

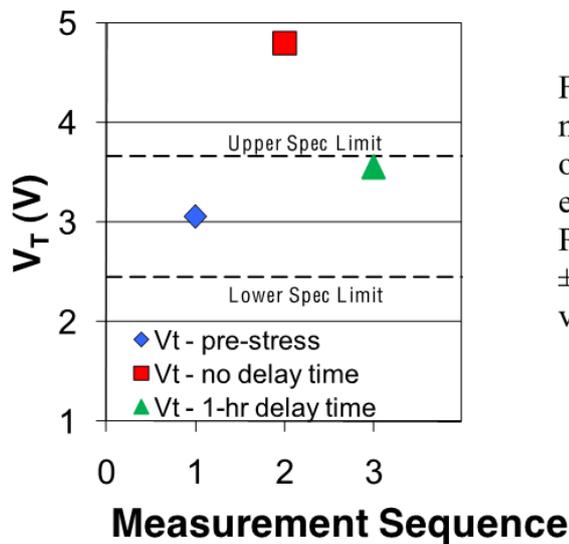


Fig. 1. Effect of measurement delay time on whether the linearly extracted V_T following a PBTS cycle is within $\pm 20\%$ of its pre-stress value.

FIGURE 11 – Variation de la tension de seuil d'un transistor avec un pré-stress, sans pré-stress et avec un délai post-stress de 1H (tiré de [15])

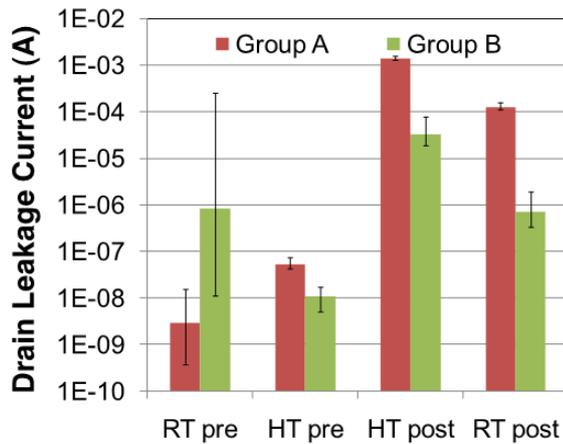


Fig. 2. Pre- and post-stress room and high temperature drain leakage currents for two sets of SiC power MOSFETs following a NBTS for one-hour with $V_{GS} = -15$ V and $T = 150$ °C.

FIGURE 12 – Variation du courant de fuite d'un transistor MOSFET SiC avec ou sans pré-stress ($V_{GS} = 15$ V) et sous température ambiante ou haute température (150°C) (tiré de [15])

3.6.3 Protocoles de mesure dynamique

Un banc de mesure est en cours de mise en place pour la caractérisation dynamique de transistors de puissance. Ceux-ci permettront de connaître les temps de mise à l'état passant ou à l'état bloqué du transistor ainsi que

les différents courants et tensions de commande ou de puissance, tout ceci avec différentes températures de 25°C à 250°C. Ces résultats seront analysés et permettront de calculer l'énergie perdue lors de la commutation et lors de l'état passant ou bloqué du transistor. En comparant différents transistors nous pourrions émettre un choix de transistor le moins énergivore pour une application donnée, ceci en fonction de la fréquence de commutation, des courants et tensions mis en jeu ainsi que de la température.

Ces mesures permettront d'extraire des caractéristiques dynamiques telles que les temps de montée (" t_{rise} "), de descente (" t_{fall} "), les différents retards à la mise en conduction ou en blocage afin de définir les grandeurs de réglage du driver.

4 Caractérisation de puces SOI et SOS

4.1 Introduction

La bibliographie sur la technologie SOI et les modes de dégradation pour des fonctionnements à haute température est incomplète à ce jour car en cours, les différentes phases du projet se recoupent et la recherche bibliographique se fera au fur et à mesure de l'avancée de la thèse, suivant le sujet traité.

La technologie SOI permet de diminuer [16], par le dépôt d'une couche de silicium sur un isolant (SiO₂ ou Saphir principalement au lieu de Silicium habituellement), les courants de fuites en haute température et de leur procurer une immunité au latch-up. Ces deux avantages leur permettent de fonctionner en haute température jusqu'à plus de 200°C au contraire des composants en silicium de base.

Au départ, la caractérisation de puces SOI devait se faire seulement à la livraison du premier run (Prévue en janvier 2013). Néanmoins il a été possible de récupérer des structures de test de deux fabricants de SOI différents. Les résultats préliminaires sont présentés dans les paragraphes suivants.

4.1.1 Silanna SOS

La caractérisation a en premier lieu été effectuée sur des structures de test de processus de fabrication (PCM⁹) en technologie SOS¹⁰ de la société Silanna. Ces puces comportent plusieurs transistors de taille 10/0.25 μm , ainsi que des diodes et différentes structures dopées N+ et P+. La photo de la figure 13 montre ces structures de test ainsi que l'évolution de la transconductance d'un transistor MOSFET mesurée entre $25^{\circ}\text{C} < T < 250^{\circ}\text{C}$.

9. Process Chip Monitor

10. Silicon On Saphir

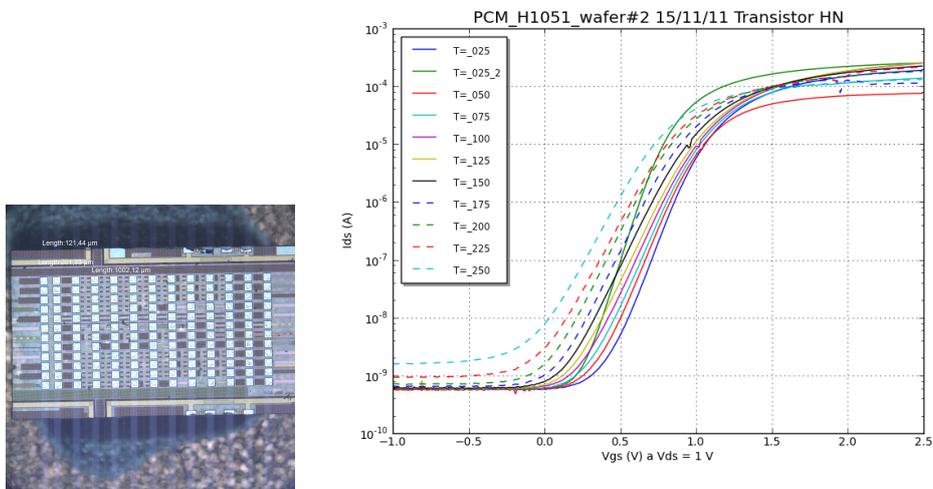


FIGURE 13 – PCM en technologie SOS et évolution de la transconductance en fonction de la température

Ce substrat a été testé mais présentait de nombreux problèmes de contact avec les pointes de mesure. En effet, la dilatation du chuck chauffant provoquait un déplacement des pointes et une destruction de certains des composants. Compte tenu de l'évolution des caractéristiques électriques et des difficultés de mesures, aucune conclusions sur la stabilité de cette technologie à 250°C ne peuvent en être déduites. Afin d'effectuer des analyses plus probantes, de nouvelles puces sont en cours de report dans des boîtiers spécifiques pour permettre une caractérisation plus reproductible.

4.1.2 X-Fab (X-Rel) SOI

X-rel a pu nous faire parvenir quelques puces comportant des composants de bases (transistors CMOS, diodes...) sur un substrat développé par X-Fab. Le type de substrat n'est pas connu mais il est probable que celui-ci ait une épaisseur de $1\ \mu\text{m}$. Ces composants n'ont pas pu être testés en température car le chuck chauffant est en réparation actuellement. La particularité de ces substrats est une métallisation tungstène permettant une grande durée de vie de celle-ci en limitant l'électro migration [17]

4.2 Conclusion

La caractérisation des puces SOI n'a pas pu permettre de mettre en évidence des modes de dégradation spécifiques. En effet, les puces testées restent fonctionnelles après avoir été soumises à une rampe de température allant jusqu'à 250°C . Néanmoins, cette caractérisation n'a pas pu être menée à terme à ce jour, mais cela a permis d'identifier les problèmes éventuels

que l'on pourra rencontrer lors de la future caractérisation des modules SOI.

4.3 Perspectives

En avance de phase sur la livraison des puces SOI, il sera fait une comparaison de ces deux technologies en attendant de compléter ce comparatif avec la caractérisation des structures de tests mis en place sur le premier run de module driver SOI de X-Rel. Pour éviter les problèmes de contact lors des mesures, un conditionnement sous étuve et un report des connexions par bonding peut être envisagée afin de diminuer ceux-ci.

Cette comparaison des performances entre différentes technologies de SOI, SOS en température permettra de valider le choix technologique qui a été fait par X-Rel pour la fabrication du module driver SOI. De plus, cette comparaison des performances en haute température n'a pas encore été effectuée d'après les recherches bibliographiques effectuées et apporterait un aspect novateur à la thèse. Des structures de tests spécifiques, en cours de définition en partenariat avec la société XREL, devront permettre de quantifier précisément les limites technologiques atteignables en utilisant le design kit de XFAB (fondeur des circuits). Il sera par exemple judicieux d'analyser les phénomènes d'électro-migration en relation avec la taille des pistes, les performances et les mécanismes de défaillances des transistors de type PMOS. Les puces utilisées seront reportées sur des substrats haute température et pourront servir à terme de "monitor-chip" dans le démonstrateur final pour effectuer une surveillance en temps réel de l'intégrité du module de puissance.

5 Conclusion générale et perspectives

5.1 Conclusion

Lors de cette première année, on a pu mettre en place un banc de caractérisation automatisé pour les composants de puissance. Sa conception a aussi permis de comprendre le fonctionnement de l'Agilent B1505A et surtout de gagner beaucoup de temps pour les mesures à venir, la plupart des problèmes courants étant maintenant connus et des solutions ont été trouvées.

Lors de l'étude bibliographique, l'accent a été mis sur les transistors de puissances grand gap et les différentes topologie des convertisseurs de puissance.

Les premières caractérisations de puces SOI n'ont pas été concluantes, mais des solutions ont été envisagées et demandent à être mises en place.

Une comparaison des différents transistor de puissance caractérisé est maintenant envisageable avec la quantité de donnée récupérée. De plus,

cela permettra de voir quels sont les modes de dégradations auquel chaque famille de composant fait face et quels sont l'envergure de ces dégradations. Ces tests sont différents du vieillissement car leur but n'est pas de fournir une durée de vie statistique mais plutôt d'identifier les phénomènes ayant menés au dysfonctionnement du transistor.

5.2 Perspectives

Le travail effectué lors de cette première année a permis de situer quels sont les points à consolider et les axes de recherche à mener :

- Mise en place d'un protocole de caractérisation et comparaison des différentes technologies SOS et SOI en température.
- Comparaison des différents transistors de puissance SiC en statique et en dynamique (après mise en place du banc) suivant la température.
- Mise en place d'un protocole de mesure pour identifier et suivre les modes de dégradations des transistors de puissance en commutation ou/et température.
- Consolider l'étude bibliographique sur les technologies SOS et SOI en vue de la définition des structures de test et des caractérisations.

Références

- [1] Puqi Ning and Khai D T Ngo. 250°C SiC High Density Power Module Development. pages 1275–1281, 2011.
- [2] Biswajit Ray and James D Scofield. 200°C Operation of a DC-DC Converter with SiC Power Devices. pages 998–1002, 2007.
- [3] James D Scofield, J Neil Merrett, James Richmond, and Anant Agarwal. Performance and Reliability Characteristics of 1200 V , 100 A , 200°C Half-Bridge SiC MOSFET-JBS Diode Power Modules. (May), 2010.
- [4] Ronald Green, Aivars Lelis, and Daniel Habersat. Application of reliability test standards to SiC Power MOSFETs. 2011 International Reliability Physics Symposium, pages EX.2.1–EX.2.9, April 2011.
- [5] Benedetto BUONO. Simulation and Characterization of Silicon Carbide Power Bipolar Junction Transistors. PhD thesis, KTH, 2012.

- [6] S Waffler, S D Round, and J W Kolar. High Temperature (> 200°C) Isolated Gate Drive Topologies for Silicon Carbide (SiC) JFET.
- [7] Liang Zuo, Robert Greenwell, Syed K Islam, M A Huque, Benjamin J Blalock, Leon M Tolbert, Computer Science, Oak Ridge, and Oak Ridge. A universal soi-based high temperature gate driver integrated circuit for sic power switches with on-chip short circuit protection. pages 2–10.
- [8] Mohammad A Huque, Leon M Tolbert, Benjamin J Blalock, and Syed K Islam. A High-Temperature , High-Voltage SOI Gate Driver IC with High Output Current and On-Chip Low-Power Temperature Sensor. pages 220–227, 2009.
- [9] Bassem Mouawad, Cyril Buttay, Université De Lyon, Insa De, Vincent Bley, Damien Fabregue, Université De Lyon, and Insa De. Sintered molybdenum for a metallized ceramic substrate packaging for the wide bandgap devices and high temperature applications. pages 3–6, 2012.
- [10] Cyril Buttay, Amandine Masson, L I Jianfeng, Mark Johnson, Mihai Lazar, Christophe Raynaud, and Hervé Morel. Die Attach of Power Devices Using Silver Sintering Bonding Process Optimisation and Characterization. 2011.
- [11] Cyril Buttay, Remi Robutel, Christian Martin, Christophe Raynaud, Simeon Dampieni, Dominique Bergogne, and Thibaut Chailloux. Effect of High Temperature Ageing on Active and Passive Power Devices Active Components : SiC Schot- tky Diode Description of the components. (HiTEC) :228–235, 2010.
- [12] Khalil El Falahi, Luong Viêt Phung, Bruno Allard, Dominique Bergogne, Fabien Dubois, Insa De Lyon, Université De Lyon, and Cnrs Umr. High temperature anti short circuit function for normally-on SiC JFET in an inverter leg configuration. pages 87–92, 2012.
- [13] Khalil El Falahi. Contribution à la conception de driver en technologie CMOS SOI pour la commande de transistors JFET SiC pour un environnement de haute température. PhD thesis, Ampere INSA-Lyon, 2012.
- [14] Agilent Technologies. Agilent B1505A Power Device Analyzer / Curve Tracer Datasheet.
- [15] Ronald Green, Aivars Lelis, and Daniel Habersat. Charge Trapping in SiC Power MOSFETs and Its Consequences for Robust Reliability Testing. (ICSCRM) :387, 201A.
- [16] Toshiyuki Nakamura. Silicon on Sapphire (SOS) Device. 71(200) :66–69, 2004.
- [17] Christian Eidsaune. Power Supply for Down-hole Instrumentation and Actuators. (June), 2009.



ANR
Rapport 1 année

Présenté par:

Sérine DAMAK

Approximation de systèmes à paramètres répartis : Analyse, simulation et commande

Encadré par :

Xavier BRUN et Michael DI LORETO



Résumé : Dans ce rapport, nous nous intéressons à l'étude de l'approximation de systèmes linéaires de dimension infinie. Nous présentons un cadre général pour l'approximation entrée-sortie de cette classe de systèmes en utilisant la topologie du graphe. Les outils nécessaires pour la compréhension de ces techniques d'approximation sont brièvement introduits. Nous nous attachons ensuite à décrire les classes d'opérateurs d'approximation. Nous nous basons pour cela sur les travaux de (Vidyasagar and Anderson, 1989) dans lesquels des conditions nécessaires et suffisantes d'existence d'une approximation ont été établies pour des opérateurs d'approximation de dimension finie. Nous obtenons alors des conditions pour approcher le système de dimension infinie par un système à paramètres localisés. Nous présentons également une extension de cette classe d'approximation, en introduisant l'opérateur retard, afin d'obtenir des conditions d'existence de l'approximation moins conservatives que celles obtenues pour les systèmes à paramètres localisés. Ces opérateurs d'approximation admettent une réalisation dans le domaine temporelle. Ils peuvent donc être facilement simulés, et de nombreux outils pour leur commande existent. Dans ce rapport, nous présentons une étude de stabilité sur une sous-classe de ces opérateurs d'approximation.

Mots clés : systèmes linéaires de dimension infinie, systèmes à retards, classe d'approximation de systèmes à paramètres localisés, approche entrée-sortie, topologie, systèmes de dimension finie, équations aux différences, stabilité.

Table des matières

1	Introduction	3
2	Approximation des systèmes linéaires de dimension infinie	4
2.1	La topologie du graphe	7
2.2	Classe d'approximation \mathcal{L}	8
3	Nouvelle classe d'approximation	10
3.1	Équations aux différences à temps continu	12
3.2	Équations aux différences à temps discret	14
3.3	Stabilité pour les équations aux différences à temps continu .	15
4	Conclusion et perspectives	16
	Références	18

1 Introduction

Nous nous intéressons dans cette thèse au problème de l'approximation de systèmes à paramètres répartis. Les systèmes à paramètres répartis apparaissent naturellement dans un grand nombre de problèmes d'ingénierie, dès lors que des bilans locaux sont effectués dans la modélisation. Citons par exemple les lignes de transmission (Anderson and Parks, 1985), les modèles thermiques de diffusion de la chaleur, les systèmes de stockage d'énergie comme les supercondensateurs (Joubert, 1996), la mécanique des milieux continus, les systèmes articulés flexibles, la mécanique des fluides, ou la biologie pour laquelle des modèles de croissance de bactéries ou d'interaction avec l'environnement peuvent être décrits par des équations aux dérivées partielles.

Les systèmes à paramètres répartis sont généralement décrits par des équations aux dérivées partielles qui évoluent dans un espace de dimension infinie et qui dépendent aussi du temps. Ces modèles sont en général complexes pour la simulation, car la notion d'état est en général une notion abstraite, et pour la synthèse de la commande. Cette thèse, financée par l'ANR AIDS (Approximation de Systèmes de Dimension Infinie), vise à développer des outils pour l'approximation de ces systèmes. L'objectif est de déterminer des classes d'opérateurs d'approximation, qui permettent de réaliser aisément des simulations, d'effectuer une synthèse de contrôle en se basant sur les outils communs à l'étude des systèmes de dimension finie. Notre méthodologie s'appuie donc sur les méthodes d'approximation afin de reformuler ces systèmes complexes par des classes de systèmes plus exploitables. L'approximation permet d'analyser les propriétés dynamiques et structurelles du système, comme par exemple les performances atteignables, la stabilité et la stabilisation, les propriétés de commandabilité et d'observabilité. Cette approximation doit également répondre à des contraintes de complexité tout aussi bien algorithmique que numérique. Les méthodes d'approximation développées dans la littérature sont basées sur une classe de systèmes d'approximation de dimension finie. Ces systèmes approchés sont régis par des équations différentielles ordinaires (EDO). Les méthodes d'approximation réalisant ce passage de la dimension infinie à la dimension finie sont nombreuses et variées. Citons les méthodes de discrétisation (différences finies, volumes finis, éléments finis) (Quarteroni and Valli, 2008), et les méthodes spectrales (Chatelin, 1983).

Une approximation doit réduire la complexité du modèle à étudier afin de le simuler et de le contrôler, tout en réduisant, éventuellement en un sens optimal, l'erreur commise sur le système initial. Pour caractériser cette erreur d'approximation, nous avons besoin de définir une topologie sur les systèmes entrée-sortie afin de quantifier l'écart entre deux systèmes au sens d'une métrique, et de définir la notion de convergence. Dans la littérature,

nous trouvons deux principales topologies : La topologie du graphe (Vidya-sagar, 1985) et la gap topologie (Vinnicombe, 1993) (El Sakkary, 1985).

Dans ce travail, nous orientons notre choix vers la topologie du graphe. En effet, la gap topologie est basée sur une approche entrée-sortie, où ces signaux sont des éléments de l'espace L_2 . Cette topologie exploite alors les propriétés des espaces de Hilbert. La topologie du graphe, quant à elle, peut être définie dans un cadre entrée-sortie plus général, car ces signaux peuvent a priori appartenir à des espaces différents. De plus, la topologie du graphe permet d'inclure la notion de causalité entrée-sortie. Des équivalences entre la gap topologie et la topologie du graphe ont été établies dans (Georgiou and Smith, 1993) au sens de la norme H_∞ .

L'objectif de la thèse est d'améliorer et de développer les classes d'approximation de systèmes à paramètres répartis. Plus particulièrement, nous nous intéressons dans un premier temps à une représentation entrée-sortie des systèmes linéaires de dimension infinie. Les systèmes considérés sont décrits par une convolution, c'est-à-dire par une relation entrée-sortie de la forme

$$y(t) = f(t) * u(t) = \int_0^t f(t - \tau)u(\tau)d\tau, \quad (1.1)$$

où $u(t)$ désigne l'entrée, $y(t)$ la sortie et $f(t)$ la réponse impulsionnelle du système (1.1). L'élément $f(t)$ est aussi appelé noyau de convolution.

La structure du rapport est la suivante. Dans le Chapitre 2, nous introduisons la classe des systèmes dynamiques considérés par quelques exemples introductifs, et définissons les ensembles dans lesquels les signaux entrée-sortie évoluent. Ceci nous permet alors d'introduire les éléments essentiels de la topologie du graphe. Enfin, en se basant sur cette topologie, nous présentons le principal résultat de l'approximation de systèmes à paramètres répartis par des systèmes à paramètres localisés.

Le Chapitre 3 aborde l'extension de la classe des opérateurs d'approximation. La forme générale de ces systèmes est introduite, puis nous nous intéressons à une sous-classe de systèmes, régis par des équations aux différences. La stabilité de ces systèmes est étudiée, en lien notamment avec les systèmes échantillonnés.

Une conclusion et des perspectives terminent ce rapport.

2 Approximation des systèmes linéaires de dimension infinie

Nous nous intéressons à une classe de systèmes à paramètres répartis présentée par (Callier and Desoer, 1978). Cette classe de systèmes linéaires

est décrite par une convolution dont le noyau appartient à l'ensemble \mathcal{A} qui est l'ensemble des distributions à support dans $[0, \infty)$ défini par

$$f(t) = f_{pa}(t) + f_{na}(t), \quad (2.1)$$

où $f_{pa}(t) = \sum_{i=0}^{\infty} f_i \delta(t - t_i)$, $0 \leq t_0 < t_1 < \dots$, $\delta(\cdot)$ est la distribution de Dirac, la suite f_i appartient à ℓ_1 et $f_{na} \in L_1[0, \infty)$. Soit

$$\mathcal{P} = \left\{ \sum_{i=0}^{\infty} f_i \delta(t - t_i), \quad \forall f_i \in \ell_1, \quad \forall 0 \leq t \text{ et } 0 \leq t_0 < t_1 < \dots \right\}. \quad (2.2)$$

Nous introduisons cette classe sur deux exemples.

Exemple 1 : Considérons l'équation de la chaleur avec des conditions mixtes (Curtain and Morris, 2009)

$$\begin{cases} C_p \rho \frac{\partial \omega(x,t)}{\partial t} - K_0 \frac{\partial^2 \omega(x,t)}{\partial x^2} = 0, & x \in (0, L), \quad t > 0, \\ \omega(0, t) = \omega(L, t) = 0 & \forall t > 0, \\ \omega(0, t) = 0, \quad K_0 \frac{\partial \omega}{\partial x}(L, t) = u(t), \end{cases} \quad (2.3)$$

où $\omega(x, t)$ représente la température à l'instant t et au point x , u désigne l'entrée, ρ désigne la densité de la masse, C_p représente la chaleur spécifique et K_0 est la constante de conductivité thermique. En appliquant la transformée de Laplace pour (2.3), nous obtenons

$$\frac{d^2 \hat{\omega}(x, s)}{dx^2} = \frac{s}{\alpha^2} \hat{\omega}(x, s), \quad (2.4)$$

où $\alpha^2 = \frac{K_0}{C_p \rho}$. La solution de (2.4) sous les conditions aux limites (2.3) est donnée par

$$\hat{\omega}(x, s) = \frac{\alpha \sinh\left(\frac{\sqrt{s}x}{\alpha}\right)}{K_0 \sqrt{s} \cosh\left(\frac{\sqrt{s}L}{\alpha}\right)} \hat{u}(s). \quad (2.5)$$

En prenant la sortie $y(t) = \omega(x_0, t)$, pour tout $x_0 \in (0, L)$, la fonction de transfert $\hat{f}(s)$ entre $u(t)$ et $y(t)$, $\hat{y}(s) = \hat{f}(s) \hat{u}(s)$, est

$$\hat{f}(s) = \frac{\alpha \sinh\left(\frac{\sqrt{s}x_0}{\alpha}\right)}{K_0 \sqrt{s} \cosh\left(\frac{\sqrt{s}L}{\alpha}\right)} = \frac{1}{K_0} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{2\alpha^2 L (-1)^k \sin\left(\frac{(k+\frac{1}{2})\pi x_0}{L}\right)}{L^2 s + \left((k+\frac{1}{2})\pi\alpha\right)^2}. \quad (2.6)$$

En appliquant la transformée de Laplace inverse,

$$y(t) = f(t) * u(t), \quad (2.7)$$

avec $f(t) = \frac{2\alpha^2}{LK_0} \sum_{k=0}^{\infty} (-1)^k \sin\left(\frac{(k+\frac{1}{2})\pi x_0}{L}\right) e^{-t\left(\frac{(k+\frac{1}{2})\pi\alpha}{L}\right)^2}$. Nous avons donc $f \in \mathcal{A}$, car $f(t) = f_{na}(t) \in L_1[0, \infty[$ et $f_{pa}(t) = 0$.

Exemple 2 : Prenons une équation d'onde avec conditions aux limites de Dirichlet (Curtain and Morris, 2009)

$$\begin{cases} \frac{\partial^2 \omega}{\partial t^2}(x, t) - c^2 \frac{\partial^2 \omega}{\partial x^2}(x, t) = 0, \\ \omega(0, t) = 0, \quad \forall t \geq 0, \\ \omega(L, t) = u(t), \quad \forall t \geq 0, \\ \frac{\partial \omega}{\partial t}(x, 0) = \omega(x, 0) = 0, \quad \forall x \in [0, L], \end{cases} \quad (2.8)$$

où $u(t)$ est l'entrée. Soit $y(t) = \omega(x_0, t)$ la sortie. Ainsi, en tenant compte des conditions aux limites (2.8),

$$\hat{\omega}(x, s) = \frac{\sinh\left(\frac{sx}{c}\right)}{\sinh\left(\frac{sL}{c}\right)} \hat{u}(s). \quad (2.9)$$

Par conséquent, nous obtenons la relation entrée-sortie

$$\hat{y}(s) = \hat{f}(s) \hat{u}(s), \quad (2.10)$$

avec $\hat{f}(s) = \frac{\sinh\left(\frac{sx_0}{c}\right)}{\sinh\left(\frac{sL}{c}\right)}$. Prenons $\hat{N}(s) = \sinh\left(\frac{sx_0}{c}\right)$ et $\hat{D}(s) = \sinh\left(\frac{sL}{c}\right)$.

En appliquant la transformée Laplace inverse,

$$N(t) = \frac{\delta\left(t + \frac{x}{c}\right) - \delta\left(t - \frac{x}{c}\right)}{2}, \quad D(t) = \frac{\delta\left(t + \frac{L}{c}\right) - \delta\left(t - \frac{L}{c}\right)}{2}. \quad (2.11)$$

Donc, $f(t) = \frac{N(t)}{D(t)}$ est un élément du quotient de \mathcal{A} . Les éléments de ce quotient sont purement impulsionnels, car

$$N(t) = N_{pa}(t), \quad D(t) = D_{pa}(t). \quad (2.12)$$

L'ensemble \mathcal{A} est une algèbre de Banach [(Curtain and Zwart, 1991), Lemme A.7.46], commutative pour la convolution, qui admet $\delta(\cdot)$ comme élément unité. La norme, pour l'ensemble \mathcal{A} , s'écrit sous la forme

$$\|f\|_{\mathcal{A}} = \sum_{i=0}^{\infty} |f_i| + \int_0^{\infty} |f_{na}(t)| dt < \infty.$$

Soit $\hat{\mathcal{A}}$ l'ensemble de la Laplace transforme de toute fonction dans \mathcal{A} [(Curtain and Zwart, 1991), Lemme A.7.47]. L'ensemble $\hat{\mathcal{A}}$ est aussi une algèbre de Banach, commutative, défini par

$$\hat{f}(s) = \int_0^{\infty} e^{-st} f_{na}(t) dt + \sum_{i=0}^{\infty} f_i e^{-st_i}, \quad \forall s \in \mathbb{C}^+,$$

pour tout $\hat{f} \in \hat{\mathcal{A}}$. La norme de l'ensemble $\hat{\mathcal{A}}$ est donnée par

$$\|\hat{f}\|_{\hat{\mathcal{A}}} = \|f\|_{\mathcal{A}}.$$

Une caractérisation intéressante est donnée par $\mathcal{A} = L_1 \oplus \mathcal{P}$. De plus, L_1 est un idéal de \mathcal{A} , c'est-à-dire, pour tout $f \in L_1$ et $g \in \mathcal{A}$, alors, $(f * g) \in L_1$. Cette propriété vient du fait que, si nous prenons f et g dans \mathcal{A} ,

$$(f * g)_{pa} = f_{pa} * g_{pa}.$$

Le fait que le noyau de convolution $f(t)$ soit dans \mathcal{A} est équivalent à la BIBO-stabilité du système : pour toute entrée bornée $u(t)$, la sortie $y(t)$ est bornée. De plus, pour tout $u \in L_p$ et $f \in L_1$ avec $1 \leq p \leq \infty$, nous avons (Desoer and Vidyasagar, 1975)

$$\|y\|_{L_p} = \|f * u\|_{L_p} \leq \|f\|_1 \|u\|_p. \quad (2.13)$$

En prenant $f \in \mathcal{A}$, nous obtenons alors

$$\|y\|_{L_p} = \|f * u\|_{L_p} \leq \|f\|_{\mathcal{A}} \|u\|_p \quad (2.14)$$

En particulier, si $f \in \mathcal{A}$, le système est BIBO-stable, mais également stable au sens L_2 (on parle alors de stabilité H_∞).

2.1 La topologie du graphe

La graphe topologie a été introduite par (Vidyasagar, 1985) où le système P est considéré comme un opérateur entrée-sortie. L'ensemble de la topologie du graphe de P est donné par

$$\mathbf{G}_S(P) = \{(u, y) \in S^{n+m}, \quad y = Pu\}, \quad (2.15)$$

où u et y représentent l'entrée et la sortie respectivement et S un ensemble qui peut être par exemple l'ensemble de L_2 .

Une présentation de l'ensemble de la topologie du graphe a été établie dans (Vidyasagar, 1985) en utilisant la notion de factorisation première. Cette caractérisation nous permet d'analyser en particulier la stabilisation des systèmes de dimension infinie.

Commençons par rappeler quelques définitions sur les diviseurs. Prenons des matrices A, C, B et D dans $\mathcal{M}(\mathcal{A})$. Si $A = CD$, alors, D est un diviseur à droite de A et A est un multiple de D . Parmi tous les diviseurs à droite, on peut définir le p.g.c.d à droite de A . Il s'agit de l'élément Q tel que tout diviseur à droite de A est aussi un diviseur à droite de Q . Autrement dit Q est un multiple de tous les diviseurs à droite de A .

Nous introduisons dans la suite la notion de primarité. Deux matrices A et B dans $\mathcal{M}(\mathcal{A})$ qui ont le même nombre de colonnes sont dites premières entre elles à droite si leur p.g.c.d à droite est unimodulaire dans $\mathcal{M}(\mathcal{A})$.

Théorème 2.1. (Vidyasagar, 1985) Supposons que A et $B \in \mathcal{M}(\mathcal{A})$ ont le même nombre de colonnes, et qu'ils admettent un p.g.c.d. D . Alors, il existe X et $Y \in \mathcal{M}(\mathcal{A})$ tels que

$$XA + YB = D.$$

Ainsi, nous trouvons un corollaire important (identité de Bézout) qui va être très utile pour l'étude de l'approximation.

Corollaire 2.1. (Vidyasagar, 1985) Supposons que A et $B \in \mathcal{M}(\mathcal{A})$ ont le même nombre de colonnes. A et B sont premières entre elles à droite si et seulement s'il existe X et $Y \in \mathcal{M}(\mathcal{A})$ tel que

$$XA + YB = I.$$

Similairement, supposons que A et $B \in \mathcal{M}(\mathcal{A})$ ont le même nombre de lignes. A et B sont premières entre elles à gauche si et seulement s'il existe X et $Y \in \mathcal{M}(\mathcal{A})$ tels que $AX + BY = I$.

Un exemple été traité dans l'article de (Vidyasagar et al., 1982) où il est montré qu'un système n'admet pas toujours une factorisation première dans \mathcal{A} . L'existence de factorisation première est étroitement lié au fait que les éléments de la factorisation soient définis sur un domaine de Bézout.

Ainsi, l'ensemble de la topologie du graphe peut être exprimé de la forme (Vidyasagar, 1985)

$$\mathbf{G}_S(P) = \{(Dz, Nz) : z \in S^m\}, \quad (2.16)$$

où $(N, D) \in \mathcal{A}$ est une factorisation première à droite de $P \in \mathcal{A}$.

L'idée d'approximation dans la graphe topologie est d'approcher une factorisation première à droite de P dans l'espace de dimension infinie par une autre dans un autre espace de dimension finie. Pour cela, nous définissons un voisinage du système $P = ND^{-1}$ par l'ensemble

$$\mathcal{N}(N, D, \epsilon) = \left\{ P_1 = N_1 D_1^{-1} \text{ tel que } \left\| \begin{array}{c} N_1 - N \\ D_1 - D \end{array} \right\|_{\mathcal{A}} < \epsilon \right\}, \quad (2.17)$$

où (N, D) est une factorisation première à droite de P , $0 \leq \epsilon < \mu(N, D)$ et $\mu(N, D)$ est une constante.

2.2 Classe d'approximation \mathcal{L}

La classe d'approximation (Vidyasagar and Anderson, 1989) est présentée par des systèmes à paramètres localisés \mathcal{L} définie par

$$\mathcal{L} = \{f(t) = f_0 \delta(t) + \sum_i \sum_j c_{ij} t^j e^{-\lambda_i t}\}, \quad (2.18)$$

avec $f_0 \in \mathbb{R}$, $c_{ij} \in \mathbb{C}$ et $\lambda_i \in \mathbb{C}$ tel que $\text{Re}(\lambda_i) > 0$.

Une condition nécessaire et suffisante pour l'existence de l'approximation par un système à paramètres localisés a été établie dans (Vidyasagar and Anderson, 1989).

Théorème 2.2. (Vidyasagar and Anderson, 1989) Supposons qu'un système P de dimensions $l \times m$ a un r.c.f (N, D) , où $N \in \mathcal{A}^{l \times m}$ et $D \in \mathcal{A}^{m \times m}$. Alors, il existe une factorisation première à droite (N_i, D_i) du système à paramètres localisés P_i telle que P_i est une approximation de P sur la topologie du graphe, autrement dit, N_i converge vers N et D_i converge vers D dans la topologie du graphe si et seulement s'il existe une matrice constante $M \in \mathbb{R}^{l \times (m+l)}$ de rang l telle que

$$MA_{pa} = 0, \quad \text{où } A = \begin{bmatrix} N \\ D \end{bmatrix}, \quad (2.19)$$

où $(\cdot)_{pa}$ désigne la partie purement impulsionnelle.

Prenons le noyau de convolution du système P dans $L_1[0, \infty)$ qui peut être approché par un système à paramètres localisés P_ϵ au sens de la norme $\|\cdot\|_{\mathcal{A}}$, *i.e.*,

$$\|P - P_\epsilon\|_{\mathcal{A}} \rightarrow 0. \quad (2.20)$$

Exemple : Considérons l'équation de la chaleur (2.3). La fonction de transfert est donnée par

$$\hat{f}(s) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\beta_k}{L^2 s + ((k + \frac{1}{2})\pi\alpha)^2}, \quad (2.21)$$

où $\beta_k = \frac{2\alpha^2(-1)^k \sin(\frac{(k+\frac{1}{2})\pi x_0}{L})}{LK_0}$. En prenant, $\hat{N}(s) = \sum_{k=0}^{\infty} \beta_k e^{-(\frac{(k+\frac{1}{2})\pi\alpha}{L})^2 t}$ et $\hat{D}(s) = 1$, nous obtenons ainsi $\hat{N}_{pa}(s) = 0$ et $\hat{D}_{pa}(s) = 1$. Pour toute constante notée $(*)$, nous trouvons une matrice constante M telle qu'elle vérifie

$$M \begin{bmatrix} \hat{N} \\ \hat{D} \end{bmatrix}_{pa} = \begin{bmatrix} * & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} = 0 \quad (2.22)$$

Donc, la condition (2.19) pour l'approximation par des systèmes à paramètres localisés est vérifiée.

Cependant, cette condition est très conservatrice au sens qu'en prenant un

système qui est purement impulsionnelle, la condition n'est plus vérifiée.

Exemple : Prenons l'équation d'onde (2.8) avec $L = 1$, $x_0 = \frac{1}{2}$ et $c = 1$. Ainsi, la fonction de transfert est donnée par

$$\hat{f}(s) = \frac{2e^{-\frac{s}{2}}}{1 - e^{-s}}. \quad (2.23)$$

En prenant, $\hat{N}_{pa} = 2e^{-\frac{s}{2}}$ et $\hat{D}_{pa} = 1 - e^{-s}$, soit M une matrice telle qu'elle vérifie

$$M \begin{bmatrix} \hat{N} \\ \hat{D} \end{bmatrix}_{pa} = [m_1 \quad m_2] \begin{bmatrix} 2e^{-\frac{s}{2}} \\ 1 - e^{-s} \end{bmatrix} = 0 \quad (2.24)$$

Ainsi,

$$m_1 = -\frac{1}{2}m_2e^{\frac{s}{2}}(1 - e^{-s}) \quad (2.25)$$

Donc, il n'existe pas une matrice M non-nulle constante qui vérifie la condition (2.19).

3 Nouvelle classe d'approximation

L'objectif dans la suite du travail est d'étendre la classe d'approximation par des systèmes à paramètres localisés \mathcal{L} afin de généraliser la condition présentée dans le théorème (2.2) et de modifier l'approximation pour la partie purement impulsionnelle. D'une part, nous pouvons, en modifiant la classe des opérateurs d'approximation, garantir l'existence d'une approximation dans la topologie du graphe. D'autre part, cette nouvelle classe d'approximation pourrait permettre de contourner certaines difficultés numériques liées à la dimension de l'approximation de systèmes à paramètres localisés. Au lieu de prendre juste l'impulsion à $t_0 = 0$ comme dans les systèmes à paramètres localisés \mathcal{L} , nous prenons la troncature de la partie purement impulsionnelle, *i.e.*,

$$f_N(t) = \sum_{k=0}^N f_k \delta(t - t_k). \quad (3.1)$$

Par conséquent, la fonction (3.1) peut être approchée par la fonction $f_{pa}(t) = \sum_{i=0}^{\infty} f_i \delta(t - t_i)$, *i.e.*,

$$\|f_N - f_{pa}\|_{\mathcal{A}} \xrightarrow{N \rightarrow \infty} 0 \quad (3.2)$$

Concernant la partie $f_{na}(t)$ dans $L_1[0, \infty[$, une approximation pour toute fonction dans $L_1[0, \infty[$ par des retards distribués été établie dans (Lu et al.,

2010). Un retard distribué est un opérateur de convolution linéaire de la forme

$$y(t) = (f * u)(t) = \int_0^\nu f(\tau) u(t - \tau) d\tau, \quad (3.3)$$

où $\nu \in \mathbb{R}_+^*$ et le noyau de convolution f est à support compact dans $[0, \nu]$.

Avant de présenter la nouvelle classe d'approximation, nous prenons un système dans l'ensemble \mathcal{A} , pour tout $N \in \mathcal{A}$ et $D \in \mathcal{A}$,

$$y(t) = N(t) * D^{-1}(t) * u(t) \quad (3.4)$$

En appliquant la transformée de Laplace,

$$\hat{D} \hat{y}(s) = \hat{N} \hat{u}(s) \quad (3.5)$$

Autrement dit,

$$\hat{D}_{pa} \hat{y}(s) + \hat{D}_{na} \hat{y}(s) = \hat{N}_{na} \hat{u}(s) + \hat{N}_{pa} \hat{u}(s) \quad (3.6)$$

Ensuite, l'idée est d'approcher la partie purement atomique \hat{D}_{pa} et \hat{N}_{pa} par ses troncatures et les parties \hat{N}_{na} et \hat{D}_{na} dans $L_1[0, \infty[$ par des retards distribués, notées par \hat{N}_{app} et \hat{D}_{app} , respectivement. Ainsi, nous obtenons la classe d'approximation sous la forme

$$\sum_{k=0}^N \alpha_k e^{-st_k} \hat{y}(s) + \hat{D}_{app} \hat{y}(s) = \hat{N}_{app} \hat{u}(s) + \sum_{k=0}^N \beta_k e^{-st_k} \hat{u}(s) \quad (3.7)$$

Pour cela, nous étudions une nouvelle classe d'approximation pour \mathcal{A} qui est la classe de systèmes régis par les équations aux différences \mathcal{D} présentés par

$$\begin{aligned} y(t) = & \sum_{k=1}^N \alpha_k y(t - t_k) + \sum_{k=1}^N \int_0^{\gamma_k} Q_k(\sigma) y(t - \sigma) d\sigma + \\ & + \sum_{k=0}^N \beta_k u(t - t_k) + \sum_{k=1}^N \int_0^{\gamma_k} V_k(\sigma) u(t - \sigma) d\sigma. \end{aligned} \quad (3.8)$$

où γ_k est un réel positif, Q_k et V_k sont des fonctions dans \mathbb{R} et α_k et β_k sont dans \mathbb{R} , $\forall k$.

En utilisant [(Bellman, 1963), théorème 7.2], il suffit de prendre

$$\begin{cases} \sum_{k=0}^N \beta_k u(t - t_k) + \sum_{k=1}^N \int_0^{\gamma_k} V_k(\sigma) u(t - \sigma) d\sigma < \infty, & \forall t \in [0, T], \\ \int_0^T Q_k(\sigma) < \infty, & \forall k \in [0, N], \end{cases} \quad (3.9)$$

pour avoir l'existence et l'unicité de la solution de l'équation (3.8) pour tout $0 \leq t \leq T$.

3.1 Équations aux différences à temps continu

Au début, nous nous intéressons à l'étude du comportement dynamique de la classe des systèmes régis par les équations aux différences à temps continu donnée par (Carvalho, 1996)

$$\begin{cases} x(t) = \sum_{k=1}^N A_k x(t - r_k), & \forall t \geq 0, \\ x(t) = \phi(t), & t \in [-r_N, 0[\end{cases} \quad (3.10)$$

où A_k est une matrice de dimension $n \times n$ et r_k représentent les retards de l'équation (3.10) tels que $0 < r_1 < \dots < r_N$. Parmi les nouveaux résultats obtenus, nous citerons la forme explicite de l'unique solution du système (3.10) pour le cas des retards commensurables. L'intérêt de cette solution est qu'elle nous permet de caractériser une condition nécessaire et suffisante afin d'obtenir les différentes notions de stabilités : stabilité asymptotique, stabilité.

Le cas des retards commensurables, *i.e.*, pour tout réel positif r , nous avons $r_k = kr$ avec $k = 1, 2, \dots, N$, nous permet d'obtenir une écriture de la forme suivante,

$$\tilde{x}(t+r) = A\tilde{x}(t), \quad (3.11)$$

$$\text{où } x(t+r) = \begin{bmatrix} x(t) \\ x(t-r_1) \\ \cdot \\ \cdot \\ x(t-r_{N-1}) \end{bmatrix} \text{ et } A = \begin{bmatrix} A_1 & A_2 & \dots & \cdot & A_N \\ I & 0 & \dots & \cdot & 0 \\ 0 & I & 0 & \dots & 0 \\ \cdot & & \dots & & \cdot \\ \cdot & & \dots & \dots & \cdot \\ \cdot & \dots & 0 & I & 0 \end{bmatrix}.$$

Exemple : Pour le cas scalaire, nous prenons un système de la forme suivante

$$x(t) = 0.4x(t-1) + 0.1x(t-2) - 0.3x(t-3) \quad (3.12)$$

Alors, nous obtenons, pour $X(t) = \begin{bmatrix} x(t) \\ x(t-1) \\ x(t-2) \end{bmatrix}$,

$$X(t) = \begin{bmatrix} x(t) \\ x(t-1) \\ x(t-2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.4 & 0.1 & -0.3 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(t-1) \\ x(t-2) \\ x(t-3) \end{bmatrix} = AX(t-r) \quad (3.13)$$

avec $r = 1$.

La solution du (3.10) est donnée par

$$x(t) = A_r^{\frac{t}{r}} \varphi(t) = e^{\frac{t}{r} \log(A)} \varphi(t) \quad (3.14)$$

avec $\varphi(t)$ est r -périodique.

Pour étudier les propriétés dynamique de la solution (3.14), nous décomposons la matrice A sous une forme de Jordan

$$A = PJP^{-1} \quad (3.15)$$

où $J = \text{diag}(J_1, \dots, J_n)$. Notons λ_k , $k = 1, \dots, n$, par les valeurs propres de A . En calculant le logarithme de J dans le cas où nous avons des valeurs propres réelles positives, nous avons

$$x(t) = Pe^{\frac{t}{r}\text{diag}(J_1, \dots, J_n)}P^{-1}\phi(t) \quad (3.16)$$

où

$$J_k = \begin{pmatrix} \log \lambda_k & \lambda_k^{-1} & & \frac{-(-\lambda_k)^{N-1}}{N-1} \\ & \ddots & \ddots & \\ & & \log \lambda_k & \lambda_k^{-1} \\ 0 & & & \log \lambda_k \end{pmatrix} \quad (3.17)$$

Théorème 3.1. Le système (3.10) dans le cas des retards commensurables est

- asymptotiquement stable si et seulement si $\rho(A) < 1$.
- stable si et seulement si pour toutes les valeurs propres sont de modules inférieurs ou égales à 1 et pour $|\lambda_k| = 1$, il suffit d'avoir $\text{rg}(A - \lambda_k I) = n - n_k$ avec n_k est la multiplicité algébrique de λ_k et n est la dimension de A .

Exemples : Prenons un système de la forme

$$x(t) = \frac{3}{5}x(t-1) + \frac{2}{5}x(t-2) + u(t), \quad (3.18)$$

où $u(t)$ désigne l'entrée donnée par

$$u(t) = \begin{cases} 2 \sin(t)e^t & t \in [0, 2], \\ 0 & \text{ailleurs.} \end{cases} \quad (3.19)$$

Les valeurs propres d'une matrice A (3.11) sont $\lambda_1 = 1$ et $\lambda_2 = -0.4$. Alors, le système (3.18) ne vérifie pas la condition de la stabilité asymptotique présentée par théorème (3.1) mais il est stable.

Soit un système

$$x(t) = 0.3x(t-1) - 0.5x(t-2) + 0.1x(t-3) + u(t), \quad (3.20)$$

où $u(t)$ désigne l'entrée donnée par

$$u(t) = \begin{cases} (2 \sin(t) + 1)e^t & t \in [0, 3], \\ 0 & \text{ailleurs.} \end{cases} \quad (3.21)$$

Les valeurs propres d'une matrice A (3.11) sont $\tilde{\lambda}_1 = 0.046 + j0.69$, $\tilde{\lambda}_2 = 0.046 - j0.69$ et $\tilde{\lambda}_3 = 0.208$. Donc, par théorème (3.1), le système (3.20) est stable asymptotiquement.

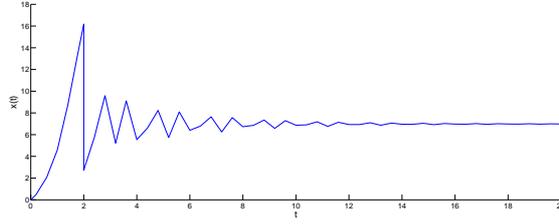


FIGURE 1 – Stabilité du système (3.18) à retards commensurables

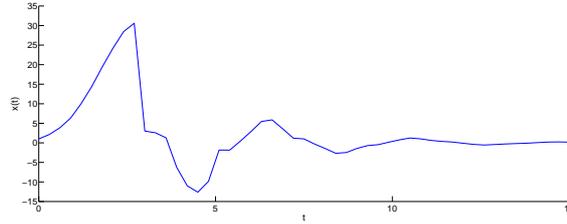


FIGURE 2 – Stabilité asymptotique du système (3.20) à retards commensurables

3.2 Équations aux différences à temps discret

Le système régi par les équations aux différences à temps discret est présenté par

$$\begin{cases} x[n] = \sum_{k=1}^N A_k x[n-k] & \forall n \geq 0, \\ x[0] = \phi(n), & n \in [-N, 0[\end{cases} \quad (3.22)$$

où A_k sont des matrices de dimensions n et ϕ une fonction bornée.

Le système (3.22) peut se réécrire de la forme suivante

$$\tilde{x}[n+1] = A\tilde{x}[n], \quad (3.23)$$

$$\text{où } \tilde{x}[n+1] = \begin{bmatrix} x[n] \\ x[n-1] \\ \vdots \\ x[n-N+1] \end{bmatrix} \text{ et } A = \begin{bmatrix} A_1 & A_2 & \dots & \cdot & A_N \\ I & 0 & \dots & \cdot & 0 \\ 0 & I & 0 & \dots & 0 \\ \cdot & & \dots & & \cdot \\ \cdot & & \dots & \cdot & \cdot \\ \cdot & \dots & 0 & I & 0 \end{bmatrix}.$$

Théorème 3.2. *Le système (3.22) est*

– *stable asymptotiquement si et seulement si*

$$\rho(A) < 1 \quad (3.24)$$

– *stable si et seulement si $\rho(A) \leq 1$ et si $\lambda_k = 1$, le bloc de Jordan doit être diagonal.*

Remarque 3.1. *Les conditions de stabilité pour les équations aux différences à temps discret sont les mêmes que celui des équations aux différences à temps continu.*

Ce résultat nous permet d'analyser les différentes méthodes pour faire le passage discret-continu.

Une autre caractérisation de relation d'équivalence en utilisant les fonction de Lyapunov de Krasvoskii que nous allons les présentées dans la section suivante.

3.3 Stabilité pour les équations aux différences à temps continu

Parmi les travaux qui s'intéressent à l'étude de la stabilité des équations aux différences, une stabilité exponentielle été établie dans l'article (Hale and Verduyn Lunel, 1999) où ils présentent une condition nécessaire et suffisante en utilisant l'analyse spectrale afin d'avoir la stabilité exponentielle. Pour faire une liaison entre les différents types de stabilité, nous nous basons sur l'utilisation des fonctions de Lyapunov. Pour la stabilité asymptotique, nous prenons une fonction V de la forme

$$V(x(t)) = \sum_{k=1}^N \int_{t-r_k}^{t-r_{k-1}} x^T(\theta) P_k x(\theta) d\theta \quad (3.25)$$

où $r_0 = 0$ et P_k sont des matrices réels positives, $\forall k \in [1, N]$. La fonction V vérifie les conditions du théorème Krasvoskii (Hale and Verduyn Lunel, 1993). Ensuite, nous nous concentrons sur la réalisation de la stabilité exponentielle à travers une autre fonction de Lyapunov V_λ donnée par

$$V_\lambda(x(t)) = \sum_{i=k}^N \int_{t-r_k}^{t-r_{k-1}} e^{-2\lambda(\theta-t)} x^T(\theta) P_k x(\theta) d\theta \quad (3.26)$$

où $\lambda \in \mathbb{R}_+$.

Nous trouvons ainsi une condition suffisante qui est présentée par une résolution d'une LMI. À partir des conditions imposées sur les fonctions Lyapunov V et V_λ , nous trouvons une équivalence entre la stabilité exponentielle et la stabilité. Nous nous intéressons ensuite à l'étude du comportement dynamique des systèmes en ajoutant des incertitudes sur les paramètres ainsi que sur les retards. Pour cela, une résolution de LMI est effectuée afin d'avoir la stabilité exponentielle. Nous effectuons une équivalence entre la condition spectrale de (Hale and Verduyn Lunel, 1999) pour la stabilité exponentielle pour des retards quelconques et la stabilité asymptotique.

4 Conclusion et perspectives

Nous nous intéressons à étudier le comportement dynamique d'une classe de systèmes linéaires de dimensions infinie d'un point de vue entrée-sortie. Dans la littérature, une approximation de ces systèmes a été effectuée par des systèmes à paramètres localisés. Nous avons présenté les principaux résultats d'existence de cette approximation dans la topologie du graphe qui ne sont pas constructifs. Pour cela, une nouvelle classe d'approximation régie par des équations aux différences \mathcal{D} a été introduite dans le but de généraliser la classe d'opérateurs d'approximation pour les noyaux de convolution de systèmes dans \mathcal{A} . Cette classe d'approximation \mathcal{D} a pour objectif de faciliter les aspects numériques et les simulations. Afin de garantir l'existence de cette approximation dans la topologie du graphe, la méthode se base sur la troncature de l'ensemble \mathcal{A} . Nous nous sommes intéressé à une sous-classe de \mathcal{D} afin d'étudier les propriétés internes de ces systèmes, en particulier la stabilité. La forme explicite de la solution de cette sous-classe de \mathcal{D} a été introduite dans ce rapport dans le but d'analyser des conditions sur la stabilité pour un cas particulier des retards. Pour généraliser l'étude, nous avons étudié aussi les différentes stabilités comme la stabilité exponentielle, asymptotique, ou au sens de Lyapunov. Ceci nous permet d'obtenir des relations d'équivalence entre les notions de stabilité. De plus, des conditions suffisantes ont été établies lors de l'étude de la stabilité robuste avec des paramètres incertains. Les conditions de stabilité reviennent à la résolution de problèmes LMI. Nous allons aborder ce travail dans un article (IFAC Time-Delay Systems 2012) concernant la stabilité de cette nouvelle classe d'approximation.

Concernant les perspectives, les résultats d'existence d'une approximation par des systèmes à paramètres localisés \mathcal{L} dans la topologie du graphe ne sont pas faciles à réaliser numériquement. Un travail sur le développement et l'adaptation de techniques d'approximation numériques est nécessaire pour obtenir une construction effective de l'approximation. Ces techniques doivent, en vue de la méthode appliquée (semi-discrétisation, analyse spectrale, méthode exponentielle, approche diffusive), assurer une convergence de l'approximation dans L_1 . Quelques travaux sont en cours. Citons par exemple (Kammler, 1976) (méthode exponentielle) , (Montseny, 2009) (approche diffusive).

Pour la nouvelle classe étudiée dans ce rapport, nous nous concentrons à l'étude de son comportement dynamique en ajoutant une entrée afin de caractériser les notions de BIBO-stabilité, contrôle et la commande. Ensuite, un travail sur les développements numériques ainsi que la réalisation de la nouvelle classe d'approximation \mathcal{D} sera effectué.

Parmi les objectifs de la thèse, il s'agit de comparer les différentes méthodes d'approximation en s'appuyant sur les propriétés de convergences et l'estimation d'erreur. Par exemple, en prenant une équation d'ondes avec des conditions de Neumann, nous trouvons qu'elle ne peut pas être approchée par un système à paramètres localisés par contre par la méthode de différences finies, nous pouvons l'approcher au sens de L_2 en se basant sur les séries de Fourier et sur l'utilisation des propriétés de stabilité données par Von-Neumann (Allaire, 2007) (Le Pourhiet, 2007).

Références

- M. Vidyasagar and B.D.O. Anderson. Approximation and stabilization of distributed system by lumped systems. *Systems & Control Letters*, 12 : 95–101, 1989.
- B.D.O. Anderson and P.C. Parks. Lumped approximation of distributed systems and controllability questions. 132 :89–94, 1985.
- C. Joubert. *Étude des phénomènes électromagnétiques dans les condensateurs à films métallisés-nouvelle génération de condensateurs*. Thèse en Génie Électrique, Ecole centrale de Lyon, 1996.
- A. Quarteroni and A. Valli. *Numerical approximation of partial differential equations*. Springer, 23, 2008.
- F. Chatelin. *Spectral Approximation of linear operators*. Computer science and applied mathematics, 1983.
- M. Vidyasagar. *Control system synthesis : A factorisation approach*. M.I.T. Press, Cambridge, MA, 1985.
- G. Vinnicombe. Frequency domain uncertainty and the graph topology. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 38 :1371–1383, 1993.
- A.K. El Sakkary. The gap metric : robustness of stabilization of feedback systems. AC-30(3), 1985.
- T.T. Georgiou and M.C. Smith. Topological approaches to robustness. *Control and Information Sciences*, 185 :222–241, 1993.
- F.M. Callier and C.A. Desoer. An algebra of transfer functions for distributed linear time-invariant systems. *IEEE Trans. Circuits and Systems*, CAS-25 (9), 1978.
- R. Curtain and K.A. Morris. Transfer functions of distributed parameter systems : A tutorial. 45 :1101–1116, 2009.
- R.F. Curtain and H.J. Zwart. *An introduction to infinite-dimensional linear systems theory*, volume 21. Springer-Verlag,, 1991.
- C. A. Desoer and M. Vidyasagar. *Feedback systems : input-output properties*,. Academic, New-York, 1975.
- M. Vidyasagar, H. Schneider, and B.A. Francis. Algebraic and topological aspects of feedback stabilization. *IEEE Trans. on Autom. Control*, AC-27 (4) :880–894, 1982.

- H. Lu, M. Di Loreto, D. Eberard, and J.P. Simon. Approximation of distributed delays. 2010.
- R. Bellman. *Differential-difference equations*. Academic Press, 1963.
- L.A.V. Carvalho. On quadratic liapunov functionals for linear difference equations. *Linear algebra and its applications*, 240 :41–64, 1996.
- J.K. Hale and S.M. Verduyn Lunel. Effects of small delays on stability and control. *Vrije University, Amsterdam*, WS-528, 1999.
- J.K. Hale and S.M. Verduyn Lunel. *Introduction to functional differential equations*, volume 99. Springer-verlag,, 1993.
- D.W. Kammler. Approximation with sums of exponentials in $l_p[0, \infty[$. *Journal of approximation theory*, pages 384–408, 1976.
- E. Montseny. *Transformations opératorielles de problèmes dynamiques et applications*. Thèse, Institut National des Sciences Appliquées de Toulouse, 2009.
- G. Allaire. *Analyse numérique et optimisation*. Édition de l'école polytechnique, 2007.
- A. Le Pourhiet. *Résolution numérique des équations aux dérivées partielles*. Cepadues Editions, 2007.



Rapport de 1^{ère} année de thèse

Recherche de matériaux isolants pour
la conception d'une nouvelle
génération de connecteurs électriques
Haute Tension – Influence de la
pollution sur les phénomènes de
décharges partielles, du
contournement et de claquage

Thésard 1^{ère} année:

M.A. DOUAR

Encadrants :

- A. BEROUAL (Ecole Centrale de Lyon)

- X. SOUCHE (Groupe Sicame)

Année universitaire 2011/2012

Résumé

Dans ce rapport, nous abordons une problématique essentielle liée aux accessoires des lignes électriques et plus particulièrement le connecteur à perforation d'isolant (*TTDC 45501 FA*), commercialisé par la société Sicame située à Arnac-Pompadour. Ce type de produit permet d'effectuer des dérivations de courant en moyenne tension gainée HTA ($V < 50$ kV). Cependant, la technique de perforation actuelle reste valable pour des niveaux de tensions compris entre 12 et 15 kV et pour atteindre un niveau de tension égale à 52 kV l'installation du connecteur s'effectue en dénudant les câbles. Cette procédure pose le problème de l'étanchéité des câbles qui n'est plus assurée. De plus, Le principal souci concernant ces produits réside dans l'apparition de décharges partielles dans le volume constitué par la matière isolante (polyamide 6 chargée à 50% en fibres de verre). Ces décharges électriques engendrent un vieillissement prématuré du produit sous l'action conjuguée d'une atmosphère corrosive (brouillard salin) et d'un champ électrique.

L'objectif de la présente thèse est de faire, dans un premier temps, un choix approprié de matériaux isolants (polymères principalement) qui résisteraient aux contraintes : thermique, électrique, mécanique et chimique. L'analyse bibliographique (février-avril 2012) a permis de sélectionner des résines époxydes cycloaliphatiques (CEP) comme candidates potentielles (*voir document remis à Sicame et au Professeur Béréal*). La partie expérimentale concernera la mesure de la tension de contournement, de l'activité des décharges partielles se propageant à la surface des matériaux isolants et de la tension de claquage. Ces mesures sont nécessaires pour effectuer un choix approprié du matériau à intégrer dans le connecteur électrique.

Par la suite, la proposition d'une ou plusieurs géométries de connecteurs pourra être faite grâce à la simulation du champ électrique dans le connecteur électrique via un logiciel approprié (Flux 2D/3D). Enfin, la validation du prototype pourra être faite après une série d'essais internes : électrique, mécanique, thermique et chimique.

Mots-clés – connecteur à perforation d'isolant, décharges électriques, polymères, champ électrique, brouillard salin, contournement, claquage, résine époxyde cycloaliphatique (CEP).

SOMMAIRE

Introduction.....	1
-------------------	---

Partie 1 : Connecteur à perforation d'isolant

1. Connecteur à perforation d'isolant.....	4
2. Problématique posé sur les connecteurs à perforation.....	5
2. a. Polymères thermoplastiques.....	6
2. b. Polymères thermodurcissables.....	6
2. c. Thermoplastiques élastomères.....	7
3. Démarche scientifique pour aborder la problématique.....	7

Partie 2 : Tests électriques

1. Essais à réaliser.....	9
1. a. Essais de contournement.....	9
1. b. Essais de décharges partielles.....	9
1. c. Essais de claquage.....	9

Conclusion et perspectives.....	11
---------------------------------	----

Références bibliographiques.....	12
----------------------------------	----

Introduction

Introduction

Aujourd'hui, le développement des réseaux en moyenne tension gainés et leur interaction avec les équipements électriques et les différents utilisateurs impose un emploi de dispositifs de connexion bien particuliers comme les connecteurs à perforation d'isolant. Généralement, ces accessoires de lignes électriques se doivent de répondre à plusieurs conditions telles que la simplicité et la rapidité de mise en œuvre mais aussi la durabilité et la conformité à des exigences techniques sévères. A cet effet, le développement et la recherche de nouveaux types de connecteurs est une mission permanente pour les industriels qui conçoivent ce type de composant. L'objectif principal est de répondre aux nouvelles contraintes en service qui sont de plus en plus sévères.

Pendant leur exploitation, les connecteurs sont sous l'influence de plusieurs contraintes : électrique, mécanique, thermique ou chimique. Une attention particulière est portée sur le phénomène de décharges partielles se propageant dans le volume des isolants ou qui prennent naissance en leur surface. Ces décharges électriques engendrent des dégradations significatives de l'isolant et induisent une diminution importante de ses propriétés diélectriques, mettant en danger la survie du connecteur et la mise hors service du système électrique. Ce phénomène est particulièrement complexe vu qu'il dépend du type d'environnement (humidité, pollution saline) dans lequel se trouve le connecteur ce qui nécessite, en premier lieu, une compréhension très particulière.

Pour qu'un connecteur soit intégré dans un réseau, il doit satisfaire un certain nombre de conditions parmi lesquelles : la résistance à l'humidité, à la pression et à l'atmosphère saline en présence simultanée d'un champ électrique. De plus, une conception globale des connecteurs est bien complexe puisqu'ils doivent assurer de très bons contacts au moyen de composants vissés et une isolation électrique élevée. Les phénomènes intervenants peuvent inclure la corrosion chimique, la contrainte mécanique, la contrainte électrique ou encore une combinaison simultanées de celles-ci.

Actuellement, la technique associée aux matériaux polymères utilisés est fiable jusqu'à des tensions allant de 12 à 15 kV. Cependant, les besoins futurs des utilisateurs des réseaux moyenne tension tendent à aller vers des niveaux de tension atteignant 52 kV. Cette élévation du niveau de tension s'explique par la réduction des pertes dans les lignes électriques. De tels niveaux de tension induisent des champs électriques intenses et les matériaux actuels ne sont pas adaptés car leurs tenues diélectriques sont insuffisantes.

La technique actuelle requiert l'utilisation de câbles dénudés pour installer des connecteurs à des tensions allant de 35 à 52 kV. Toutefois, celle-ci présente le gros inconvénient de favoriser la présence d'eau dans le câble car la ré-isolation n'est pas parfaite. De plus, l'installation des connecteurs doit impérativement se faire hors tension ce qui n'est pas dutout le cas pour la technique à perforation d'isolant. Le principal avantage de cette dernière technique est qu'elle permet la pose du câble sous tension mais hors charge tout en assurant une parfaite étanchéité du câble.

La technique à perforation d'isolant serait la mieux adaptée étant donnés ses nombreux avantages. Ainsi, il est nécessaire de procéder comme suit pour atteindre des niveaux de tension élevés :

- choisir de nouveaux matériaux isolants (polymères ou composites) avec des caractéristiques bien supérieures comparativement à ceux utilisés actuellement et d'analyser leur comportement sous différentes contraintes (électrique, thermique, mécanique et chimique) une fois intégrés dans le composant.
- élaborer un nouveau concept ou un artifice technique pour garantir une longévité de 30 ans du produit en service.

Par conséquent, l'objectif principal de la thèse en cours est, dans un premier temps de faire un choix approprié de matériaux polymères isolants susceptibles d'être utilisés dans les connecteurs à perforation d'isolant, d'analyser leur comportement sous différentes contraintes pour établir des relations entre les propriétés chimiques et physiques de ces matériaux. Une fois cette tâche accomplie, la seconde étape consistera à concevoir un prototype de connecteurs à perforation bien adapté aux réseaux de tension de 35 à 52 kV. La validation de la conformité du prototype aux normes en vigueur pourra être envisagée après intégration de l'isolant au produit via l'analyse de son comportement sous contrainte thermique, électrique, chimique et mécanique.

La présente thèse CIFRE a démarré en janvier 2012 et se déroule au sein de l'entreprise *Sicame* située à Arnac-Pompadour (Corrèze) en partenariat avec l'équipe « Matériaux pour le Génie Electrique » du laboratoire AMPERE à l'Ecole Centrale de Lyon.

Le présent rapport se compose essentiellement de deux parties. Nous commençons par une brève présentation du connecteur en tant qu'accessoire pour les lignes électriques (nues et gainées) et nous aborderons la problématique posée sur cet

Introduction

accessoire. Par la suite, une seconde partie sera consacrée à l'avancement du projet et notamment la démarche scientifique suivie pour entamer le problème posé. Nous évoquerons le choix des polymères susceptibles d'être utilisés pour la conception d'une nouvelle génération de connecteurs électriques pour fonctionner à des tensions entre 35 et 52 kV. Cela a été possible après avoir réalisé une étude bibliographique approfondie sur le thème des polymères. Enfin, une conclusion va nous permettre de faire le point sur les travaux accomplis jusqu'à présent et de mettre en avant les perspectives éventuelles pour la poursuite du projet de thèse.

Partie 1 :
Connecteur à
perforation
d'isolant

Connecteur à perforation d'isolant

1. Connecteur à perforation d'isolant

Définis par la norme française NF C 33-020, ils comportent (fig. 12) [1] :

- les *connecteurs à dérivation* sur les réseaux torsadés.
- les *connecteurs de dérivation* de réseaux torsadés sur les réseaux en conducteurs nus en cuivre, en aluminium ou en alliage d'aluminium.

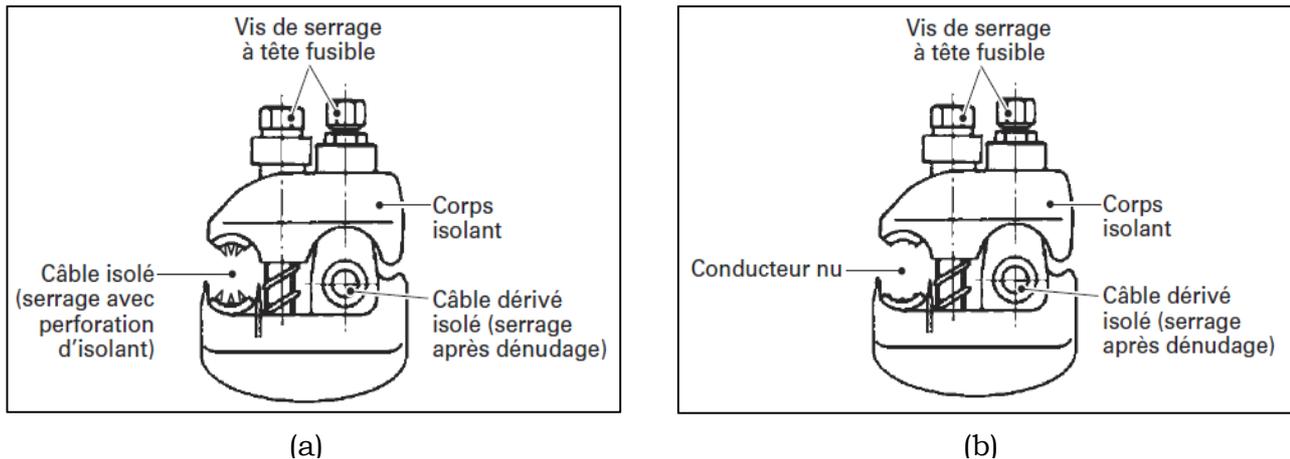


Figure 1. Exemple de connecteur de réseaux à serrage mécanique, (a) dérivation sur câble gainé, (b) dérivation sur câble nu [1].

La partie fixe de ces derniers comporte une fiche mâle à ergots destinée à recevoir une douille embrochable isolée, verrouillée par un système à baïonnette, et dont la protection est assurée par un gousset isolant rempli de graisse neutre et muni d'un bouchon amovible ; la fiche mâle comporte, en outre, un trou de 4 mm de diamètre destiné aux mesures de tension. Ils sont généralement à base de polyamide et de fibres de verre pour renforcer la rigidité mécanique et la résistance à la corrosion. Tous ces matériels sont pré-isolés et les connecteurs correspondant aux figures 1(a) et 1(b) se raccordent sur la torsade principale par perforation d'isolant. Pour des raisons de sécurité des personnes, ils ne comportent aucune pièce métallique au potentiel qui soit accessible lors de la mise en œuvre, ou après la pose.



Figure 1. Connecteur à perforation d'isolant TTDC 45501 FA produit par Sicame pour des tensions 46-50 kV.

2. Problématique posé sur les connecteurs à perforation d'isolant

Au cours de leur exploitation et sous l'influence d'une atmosphère corrosive (brouillard salin) et de la présence d'un champ électrique élevé, des décharges partielles naissent à la surface de l'accessoire engendrant un vieillissement prématuré du produit.

La thématique proposé par le sujet de thèse est : «*Recherche de matériaux isolants pour la conception d'une nouvelle génération de connecteurs électriques haute tension – Influence de la pollution sur les phénomènes de décharges partielles, du contournement et de claquage* », a pour but de proposer de nouvelles matières qui sont essentiellement des polymères et composites qui seraient à même de résister aux décharges surfaciques.

Lors de l'étude bibliographique approfondie, il est apparu que les résines époxydes semblent être à même de satisfaire aux conditions de fonctionnement d'un connecteur entre 35 et 52 kV. Plus précisément, des résines époxydes cycloaliphatiques sont un choix intéressant pour une utilisation à l'extérieur (*outdoor insulation*) au vu de leurs caractéristiques suivantes :

- bonne résistance aux agents chimiques et à l'humidité.
- bonne résistance aux rayons ultra-violets.
- rigidité mécanique élevée.
- résistance aux chocs thermiques.
- Résistance au cheminement électrique très élevée.
- Propriétés diélectriques élevées.

Connecteur à perforation d'isolant

D'autres matières sont également envisageables pour une éventuelle utilisation dans les connecteurs à perforation d'isolant. Le polymère de base pour un connecteur (référence *TTDC 45501 FA figure 1*) est le polyamide 6 chargé à 50% en fibres de verre (*PA 6-50*). Nous prévoyons de tester d'autres matières thermoplastiques (*PA-6/50, PEEK, PEK, HDPE, XLPE, PPS*), thermodurcissables (résines époxydes CEP et HCEP) et élastomères (Santoprène 101-64, Dryflex C3-6068) qui pourraient être intégrées dans l'accessoire. Ils sont caractérisés comme suit :

2. a. Polymères thermoplastiques

Les thermoplastiques [2] sont constitués d'enchainements unidimensionnels résultant de l'association de molécules simples (monomères) en chaînes macromoléculaires linéaire ou éventuellement ramifiées.

Le chauffage ou le refroidissement de ces matières permet de modifier leur viscosité de façon réversible :

- Le chauffage de la matière permet de la transformer en fluide visqueux et de l'injecter dans un moule.
- Le refroidissement permet de solidifier le polymère pour prendre la forme voulue et revenir à son état d'origine.

Parmi les polymères thermoplastiques nous pouvons citer : le polystyrène (PS), le polyéthylène(PE), le polyamide (PA), le polychlorure de vinyle (PVC) ou encore les polyesters.

2. b. Polymères thermodurcissables

Les composants appartenant à cette famille sont des composés macromoléculaires s'étendant dans les trois directions de l'espace et sont d'autant plus rigides que le réseau tridimensionnel qui les caractérise est dense.

Les matières thermodurcissables [3] peuvent être obtenues de deux manières :

- soit par polycondensation ou polymérisation de petites molécules dans tout ou partie possède plus de deux sites réactifs. Nous pouvons citer l'exemple des résines formo-phénoliques qui résultent de la polycondensation du formol et du phénol.

- soit par réticulation de macromolécules (ou pontage) par des durcisseurs qui se fait généralement à l'aide de catalyseur. A titre d'exemple, les résines époxydes sont réticulées à l'aide de durcisseurs à base d'anhydride d'acide ou d'amine.

2. c. Thermoplastiques élastomères

Les élastomères thermoplastiques sont des matériaux intermédiaires entre les thermoplastiques à mise en œuvre aisée mais dont les propriétés élastiques sont restreintes et les élastomères aux propriétés élastiques remarquables mais dont la mise en œuvre reste complexe. Les TPE (ThermoPlastic Elastomer) sont une famille d'élastomères dont l'apparition reste relativement récente (début des années 1960) [4] et de par leur structure hétérogène constituée de domaines souples et rigides (fig. 7), ils se situent à mi-chemin entre :

- les caoutchoucs ou élastomères réticulées irréversiblement pour leur conférer élasticité (déformation réversible sous contrainte) et souplesse.
- Les thermoplastiques qui offrent une thermoplasticité réversible et une rigidité mécanique relativement élevée.

3. Démarche scientifique pour aborder la problématique

Etant donné que le principal souci des connecteurs à perforation d'isolant se situe en surface, nous avons choisi d'aborder la problématique en réalisant des éprouvettes en forme de galettes de différentes dimensions. En premier lieu, nous avons relevé la distance entre la vis du connecteur et la dent perforante car les décharges surfaciques se développent principalement dans cette région de l'accessoire. La figure 2 montre la configuration éprouvette-électrodes qui va être utilisée pour les essais de contournement et de décharges partielles dans l'interface solide/air. Un protocole d'essais s'appuyant sur des normes standards a été mis au point pour effectuer les essais de contournement et de décharges partielles [5-7] à sec et dans l'enceinte de brouillard salin.

Connecteur à perforation d'isolant

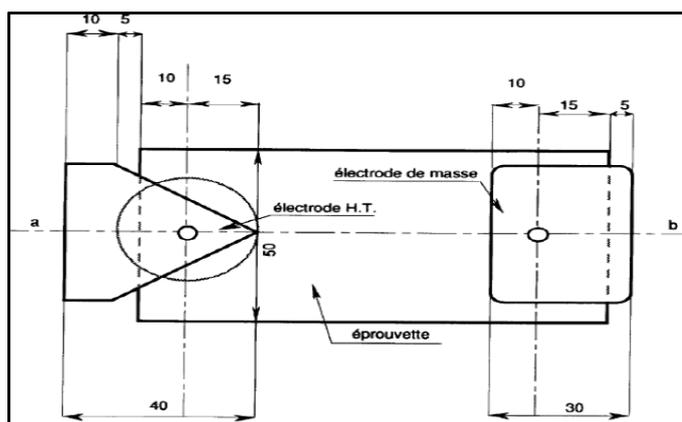


Figure 2. Configuration de l'éprouvette et des électrodes pour les essais de contournement et de décharges partielles.

Pour cela, nous préconisons d'effectuer des essais à sec ($T= 23^{\circ}\text{C}$, $H=30\%$) puis dans une enceinte de brouillard salin (figure 3), sous brouillard humide ($T= 25^{\circ}\text{C}$, $H= 98\%$, conductivité = (70 ± 10) mS/m) et sous brouillard salin ($T= 25^{\circ}\text{C}$, $H= 98\%$, conductivité = (1600 ± 200) mS/m).



Figure 3. Enceinte de brouillard salin.

Cette démarche nous permettra d'identifier l'influence de chaque facteur sur les propriétés diélectriques des isolants et plus particulièrement l'atmosphère saline (pollution).

Par conséquent, ces essais nous permettront d'évaluer les performances diélectriques des polymères dans des conditions environnementales différentes. Cette procédure aboutira au choix du polymère qui sera éventuellement intégré dans le connecteur à perforation d'isolant pouvant fonctionner à des niveaux entre 35 et 52 kV.

Partie 2 :
Tests électriques

1. Essais à réaliser

Les essais qui devront être effectués très prochainement (septembre 2012) sont : la tension de contournement, la mesure de la tension d'apparition des décharges partielles et la tension de claquage.

1.1. Essai de contournement

L'essai de contournement (ou cheminement électrique) est effectué en augmentant la tension aux borne des électrodes (figure 1) jusqu'à l'occurrence d'un arc électrique. Cet essai nous permettra d'évaluer le palier de tension maximal admissible par l'interface solide/air. De plus, cela nous aidera à mieux définir les niveaux de tension à appliquer aux matières isolantes pour ne pas dégrader les appareils de mesure.

1.2. Essai de décharges partielles

Les essais de décharges partielles nous permettront de déterminer les niveaux de tension pour lesquels il y a un début d'activité des décharges électriques à la surface de l'isolant (figure 1). A cet effet, plusieurs paliers de tension seront appliqués à l'interface solide/air pour évaluer cette activité sur chaque surface isolante et observer les dégradations éventuelles qui pourraient en résulter.

1.3. Essai de claquage

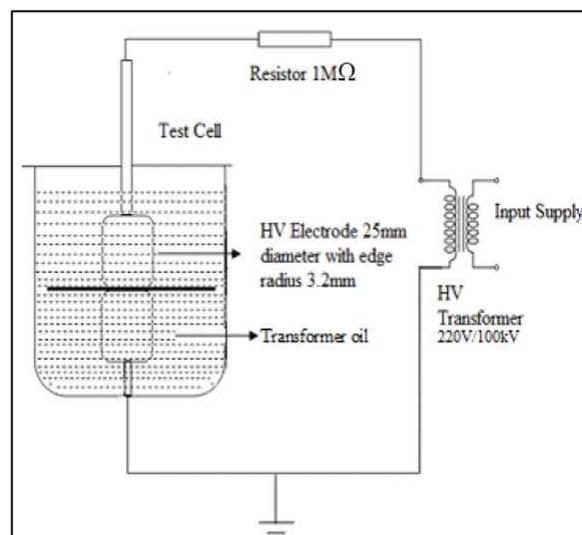


Figure 4. Dispositif expérimental pour les essais de claquage dans l'huile [8].

La tension de claquage des matériaux isolants sera déterminée pour une épaisseur de 3 mm comme spécifié selon la norme CEI 60243-1 [5] afin de sélectionner le matériau

Tests électriques

le plus diélectriquement rigide. Cette étape sera entamée après avoir accomplie les essais de contournement et de décharges partielles. La figure 4 montre un exemple d'un montage expérimental pour la réalisation des essais de claquage. Cet essai consiste à élever la tension aux bornes de l'éprouvette jusqu'à la rupture diélectrique. Le milieu d'essai doit être de l'huile de transformateur afin d'éviter des décharges électriques aux alentours des électrodes durant l'essai (figure 4).

***Conclusion et
perspectives***

Conclusion et perspectives

Dans un premier temps, les essais de contournement et de décharges partielles se feront à sec puis sous atmosphère corrosive afin d'étudier l'influence du type d'atmosphère sur le comportement des différentes interfaces solide/air. Ces tests sont programmés pour débuter en septembre 2012.

Pour l'essai de claquage, nous envisageons, d'effectuer des essais à sec puis de réaliser un vieillissement électro-hygrothermique en enceinte climatique pour étudier l'influence de l'atmosphère corrosive et du champ électrique appliqué sur les propriétés diélectriques des isolants solides.

Par la suite, nous envisageons également d'étudier l'influence de la température sur les caractéristiques diélectriques précédemment cités des matières isolantes. Cela permettra de simuler le comportement des matériaux isolants en fonction des régions où le connecteur à perforation d'isolant serait susceptible d'être mis en service.

Ainsi, une étude globale pourra être réalisée sur les différents isolants et les essais électriques s'effectueront sous les conditions environnementales précédemment citées. A l'issue des essais électriques, l'analyse des résultats nous permettra de faire un choix bien approprié du ou des polymère(s) qui seront susceptibles d'être intégrés dans le connecteur à perforation d'isolant pour des tensions de service entre 35 et 52 kV.

Par la suite, une simulation du champ électrique dans le connecteur électrique sera envisagée afin de proposer une ou plusieurs géométries. Cela permettra de concevoir un et/ou des prototype(s) de connecteurs à perforation d'isolant. La validation du et/ou des prototype(s) pourra être possible suivant une série d'essais internes pour évaluer les caractéristiques électrique, mécanique, thermique et chimique.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] C. Tourcher, C. Piriou, «Câbles aériens isolés», Techniques de l'Ingénieur, rubrique «Réseaux électriques de distribution publique», D4446, 10 août 2007.
- [2] C.A. Naudin, « *Nomenclature, classification et formules chimiques des polymères* », Techniques de l'Ingénieur, rubrique Plastochimie et Analyses Physicochimiques, A 3035, février 1995.
- [3] P. Bardonnnet, « *Résines époxydes (EP), composants et propriétés* », Techniques de l'Ingénieur, rubrique Matières Thermodurcissables, Monographies, A 3465, août 1992.
- [4] M. Biron, « *Elastomères thermoplastiques* », Techniques de l'Ingénieur, rubrique Matières thermoplastiques : monographies, AM 3400, juillet 2000.
- [5] Norme internationale CEI 60243-1, « *Rigidité diélectrique des matériaux isolants. Méthodes d'essai. Partie 1 : essais aux fréquences industrielles* », janvier 1998.
- [6] Norme internationale CEI 60442-2, « *Méthodes d'essais des accessoires de câbles d'énergie de tensions assignées de 6 kV ($U_m = 7,2$ kV) à 30 kV ($U_m = 36$ kV)* », Décembre 2004.
- [7] Norme interne EDF HN 26-E-20, « *Tenue au cheminement électrique des matériaux isolants synthétiques à usage extérieur* », juillet 1991.
- [8] P. Preetha, M. J. Thomas, « *AC Breakdown characteristics of epoxy nanocomposites* », IEEE Trans. Dielec. Elect. Insul., Vol. 18, No. 5, pp. 1526-1534, Octobre 2011.

Modélisation des phénomènes de la CEM dans les convertisseurs d'énergie

Thèse en cotutelle ENIS(Tunisie)/INSA

Directeur de thèse ENIS : Anis AMMOUS

Directeur de thèse INSA : Hervé MOREL

Résumé :

Les convertisseurs de puissance sont des sources de perturbations électromagnétiques conduites et rayonnées à cause des gradients de tension et de courant qu'ils génèrent lors des commutations.

Il s'agit de la détermination du spectre de perturbations générées par la cellule de commutation d'un convertisseur statique par la méthode fréquentielle. Le calcul du spectre se fait par la décomposition du signal perturbateur en des signaux élémentaires, le spectre résultant est égal à la superposition des spectres des signaux ainsi obtenus. La validité de la méthode sera vérifiée en comparant le spectre calculé au spectre simulé par méthode indirecte (simulation temporelle suivie d'une FFT) sur SABER et aux mesures.

I. Introduction :

Aujourd'hui l'électronique de puissance a beaucoup mûri suite aux sauts technologiques dont personne n'avait jamais prédit réellement l'amplitude. Ces derniers sont liés aux exigences des utilisateurs de convertisseurs demandant aux producteurs de ces convertisseurs de concevoir rapidement les produits, de les doter de meilleures qualités, de robustesse et de fiabilité, de respecter des normes électromagnétiques et bien sûr, tout ça, avec des prix de productions raisonnables. La compétitivité et la survie de plusieurs industries et notamment celle de l'automobile dépendent beaucoup de la réduction des prix de l'électronique de puissance.

Vu l'augmentation incessante de l'utilisation et de l'intégration des convertisseurs statiques dans les systèmes électriques et afin de pouvoir tester la conformité d'un circuit par rapports aux normes internationales de CEM [1], il devient de plus en plus indispensable d'avoir des outils de simulation des PEM rapides et fiables. Le développement de ces outils de simulation nécessite des modèles CEM pour les convertisseurs.

Le concepteur aujourd'hui doit utiliser des outils de conception pluridisciplinaires permettant de combiner les connaissances et les efforts de plusieurs disciplines de la physique.

Pour y faire l'utilisation d'outils de simulations CEM devient indispensable dans les phases d'appels d'offres pour anticiper correctement à la définition technique d'un produit innovant qui doit respecter les contraintes de la CEM. Les outils de Conception Assistés par Ordinateurs (CAO) en particulier les simulateurs de circuits de type « SPICE » permettent de bien étudier les systèmes intégrés linéaires et logiques. Mais dès qu'il s'agit de l'électronique de puissance, les choses se compliquent d'avantage. La topologie du circuit est variable, la plupart des composants sont fortement non linéaires et les constantes de temps des phénomènes physiques s'étalent sur plus de 10 décades. Afin de pouvoir tester la conformité d'un circuit par rapports aux normes internationales de CEM, il devient de plus en plus indispensable d'avoir des outils de simulation des PEM rapides et fiables.

Les travaux proposés concernent le développement d'un outil de CAO des systèmes de puissance basé sur une représentation simplifiée du convertisseur. Ce niveau de conception permettra d'évaluer conjointement la faisabilité du système, les aspects de commande et les stratégies de refroidissement. On propose dans cette thèse l'étude et la modélisation des

convertisseurs d'énergie tout en prenant en considération les phénomènes électrothermique et électromagnétique dans les structures. Il existe deux types de méthodes de modélisation des PEM conduites dans les convertisseurs de puissance, à savoir les méthodes directes et les méthodes indirectes. Nous nous intéressons en particulier aux méthodes directes puisqu'elles permettent d'épargner les temps très longs des simulations temporelles, et de faire une étude paramétrique qui est très importante en phase de conception, puisqu'elle permet de déterminer rapidement les causes majeures des PEM. De plus le fait d'avoir une expression analytique des PEM permet de faire une étude pragmatique des convertisseurs de point de vue CEM.

Dans une première étape une étude bibliographique poussée sur la thématique de la CEM, les notions de base, les sources, les différents modes de propagation et de couplages a été effectué.

Egalement deux stages à l'INSA au sein du laboratoire AMPERE ont été effectués. Les objectifs du premier stage sont la réalisation pratique du convertisseur BUCK (carte commande et carte de puissance). Le convertisseur sur lequel porte cette étude est un hacheur abaisseur de tension. Pour minimiser le nombre de paramètres qui interviennent sur la génération des perturbations, la cellule de commutation a été réduite au minimum : Un MOSFET, une diode de roue libre et un condensateur de découplage à l'entrée du convertisseur. Les schémas des deux cartes ont été préparés en Tunisie.

L'étape suivante était donc la mesure des perturbations électromagnétiques conduites générées par le convertisseur pour la validation expérimentale et la caractérisation de l'effet de quelques paramètres liée à la commande sur le spectre des perturbations. Pour obtenir un comportement précis en CEM d'un convertisseur la détermination de l'impédance HF des différents éléments est nécessaire pour la modélisation. Ces éléments doivent être caractérisés pour le circuit réel par mesure, simulation et des logiciels spécialisés.

L'objectif du deuxième stage est l'étude électrothermique en vue de voir l'effet de la température sur les perturbations électromagnétiques. En faite, pour des composants commutant des puissances importantes, même si les composants ont évolué, les pertes sont très éminentes. Ces pertes entraînent une augmentation de la température du composant. La partie active étant en silicium, la température moyenne de fonctionnement est limitée à 150°C, d'où une limitation du fonctionnement du composant. De plus, les variations de température ont une influence directe sur la durée de vie de l'assemblage (cyclage thermique

et contraintes mécaniques). La thermique a donc un impact direct sur le fonctionnement des composants de puissance et particulièrement ceux de forte puissance.

La performance thermique affecte de nombreux aspects du comportement d'un circuit de puissance. La température de fonctionnement du transistor influe sur le retard, le temps de montée et de descente. La température d'une diode affecte le courant de recouvrement inverse.

II. Estimation analytique du spectre de perturbation :

1. Approximation des grandeurs électriques par des signaux trapézoïdaux

Dans la majorité des convertisseurs d'énergie, l'étude du comportement des différents composants se ramène en général à l'étude de la cellule de commutation constitué d'un interrupteur commandé et d'une diode. Sur le schéma de la figure 1 nous représentons le circuit d'un hacheur abaisseur de tension basé sur cette cellule unidirectionnelle de courant.

L'augmentation de la fréquence de découpage des convertisseurs statiques avec le minimum de pertes par commutation implique des grands dV/dt et dI/dt , qui sont sources de perturbations électromagnétiques conduites et rayonnées.

L'étude CEM d'un convertisseur statique est basée sur l'étude des gradients de tension ou de courant générés par la commutation de l'interrupteur.

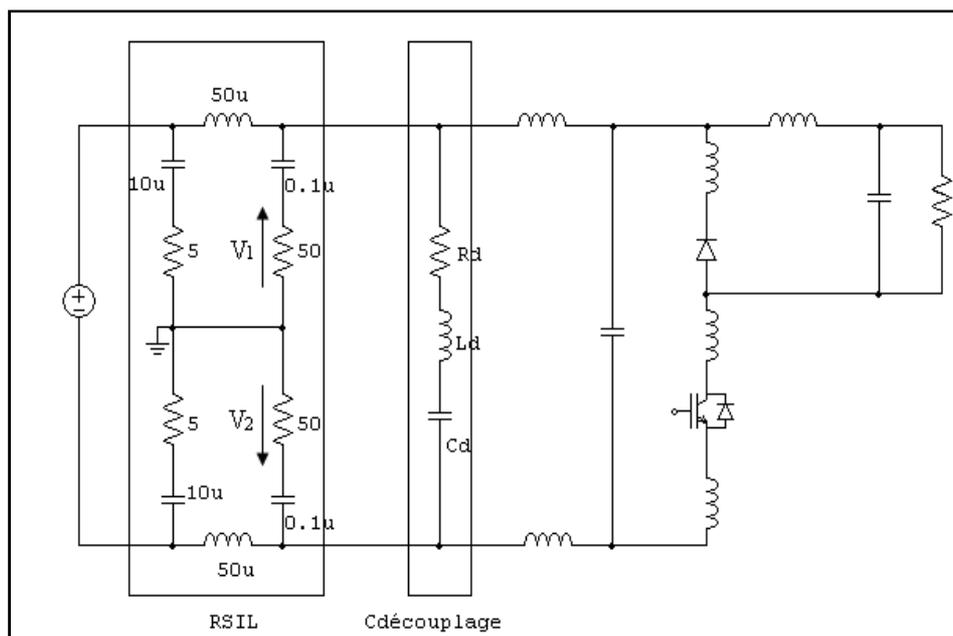


Figure 1. Schéma du hacheur abaisseur

Lorsqu'un interrupteur de puissance est fermé la tension à ses bornes est très faible et il est traversé par un courant positif qui est celui dans la charge, lorsqu'il est ouvert il voit une tension positive et ne passe plus de courant. Le passage de l'état ouvert à l'état fermé ou vis versa n'est pas instantané. Dans la plupart des travaux de modélisation des PEM dans les convertisseurs statiques [1]-[6], l'interrupteur est modélisé par un générateur de courant ou de tension de forme trapézoïdale.

2. Effet de quelques paramètres sur le spectre

- Effet de la fréquence de modulation : Vu le besoin d'intégration des composants de l'électronique de puissance tel que dans les systèmes embarqués, il est intéressant de voir l'effet de l'augmentation de la fréquence de modulation sur le spectre des perturbations . L'augmentation de la fréquence de modulation se traduit par un niveau plus élevé des perturbations et une translation du spectre vers les hautes fréquences.
- Effet du temps de commutation : on fait varier le temps de commutation d'un signal, plus est rapide plus le niveau de perturbations est élevé vers les hautes fréquences.
- Effet du rapport cyclique : Dans les convertisseurs fonctionnant avec la MLI, le rapport cyclique varie pendant une période de fonctionnement entre zéro et un. Le niveau du spectre s'élève en augmentant le rapport cyclique.

III. Reconstitution analytique des perturbations de mode commun et de mode différentiel dans un hacheur :

1. Spectre des perturbations électromagnétiques simulées avec SABER :

La mesure des PEM conduites se fait à travers un réseau stabilisateur d'impédance en ligne RSIL, les perturbations conduites en mode commun V_{MC} et en mode différentiel V_{MD} sont calculées comme suit :

$$V_{MC} = \frac{(V_1 + V_2)}{2} ; V_{MD} = (V_1 - V_2)$$

Le circuit complet de simulation implémenté sur SABER dans la figure 2

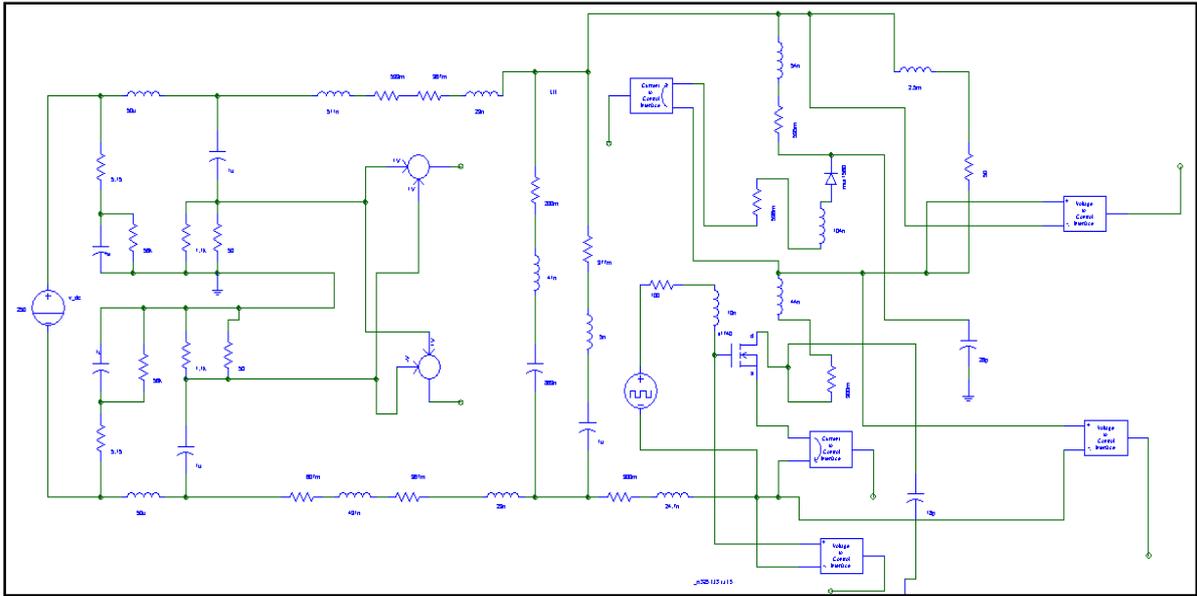


Figure 2. Circuit de simulation du hacheur abaisseur

La figure 3 montre les résultats de simulation du circuit implémenté sur SABER, les formes d'ondes temporelles du courant dans l'interrupteur, de la tension aux bornes de la diode, la tension du mode commun VMC et la tension du mode différentielle VMD.

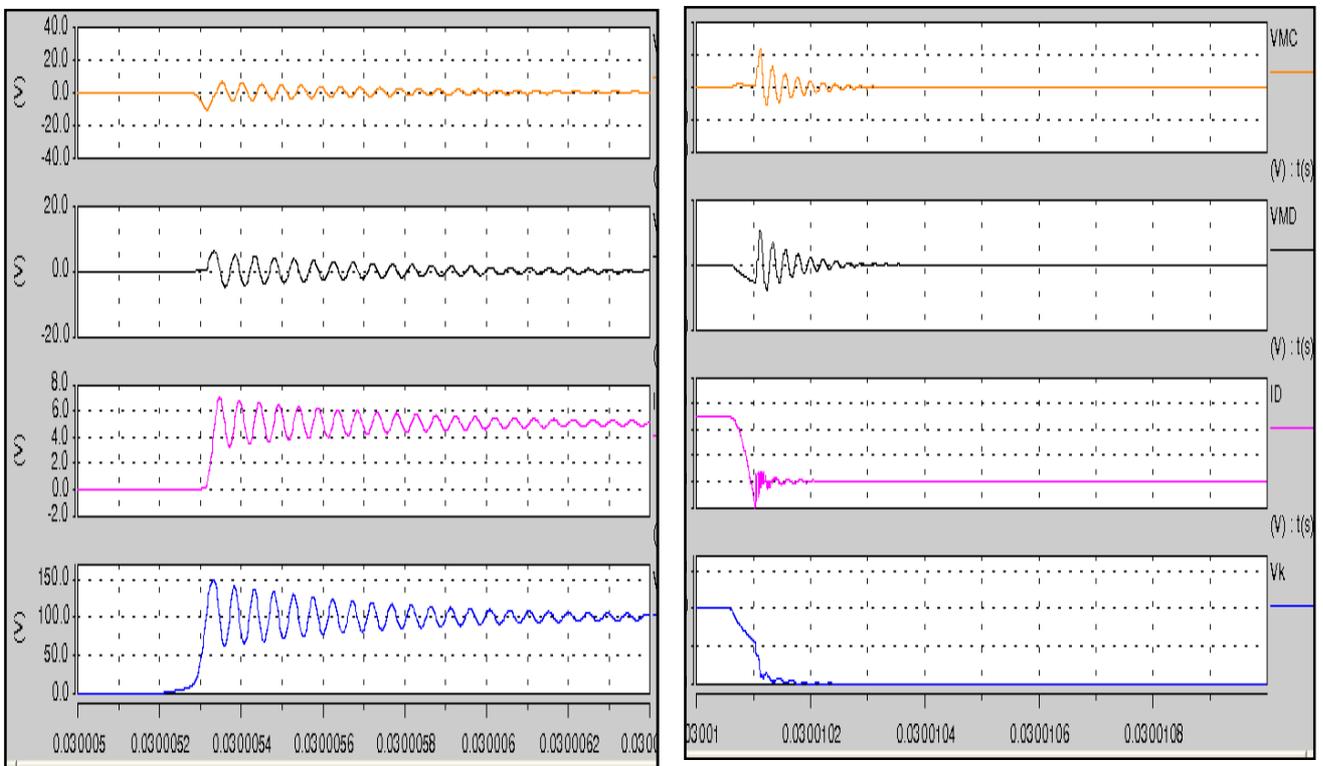


Figure 3. Variations temporelles de différentes formes d'ondes

La figure 4 représente les spectres des perturbations du mode commun et mode différentiel.

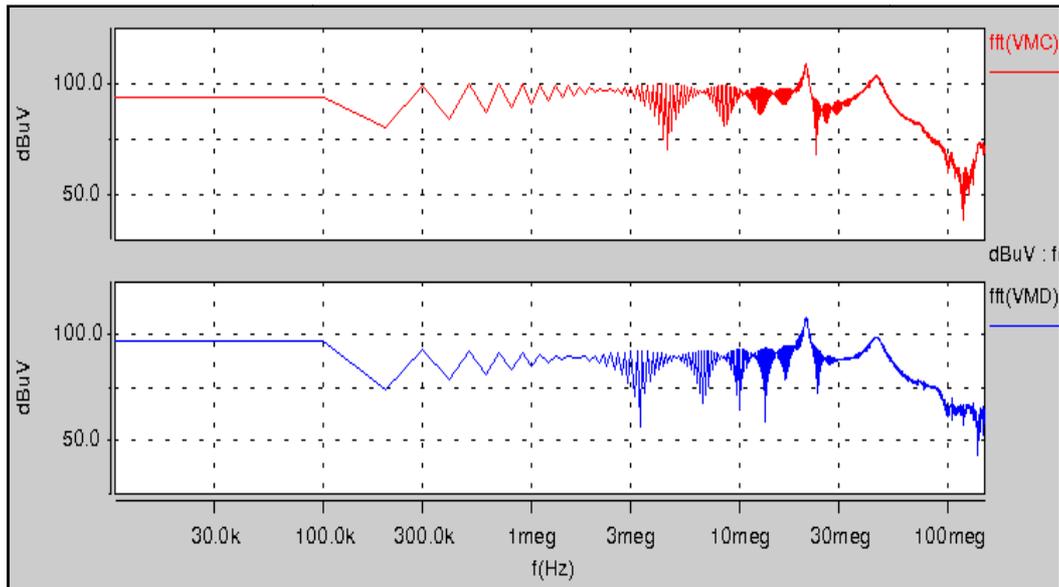


Figure 4. Spectres des perturbations du MC et MD

2. Reconstitution analytique des spectres :

- **Approximation des sources par des trapèzes**

Le modèle classique des perturbations de MC est décrit par une source de tension qui présente la tension aux bornes de l'interrupteur, et une capacité parasite localisé comme montre la figure 5.

La tension mode commun est calculée comme suit : $V_{MC} \cong \frac{25}{25 + Z_{Cp}} \cdot V_D$

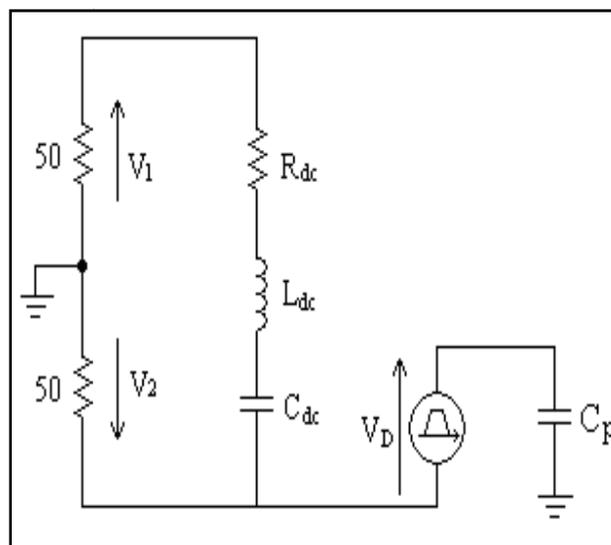


Figure 5. Modèle des PEM de mode commun

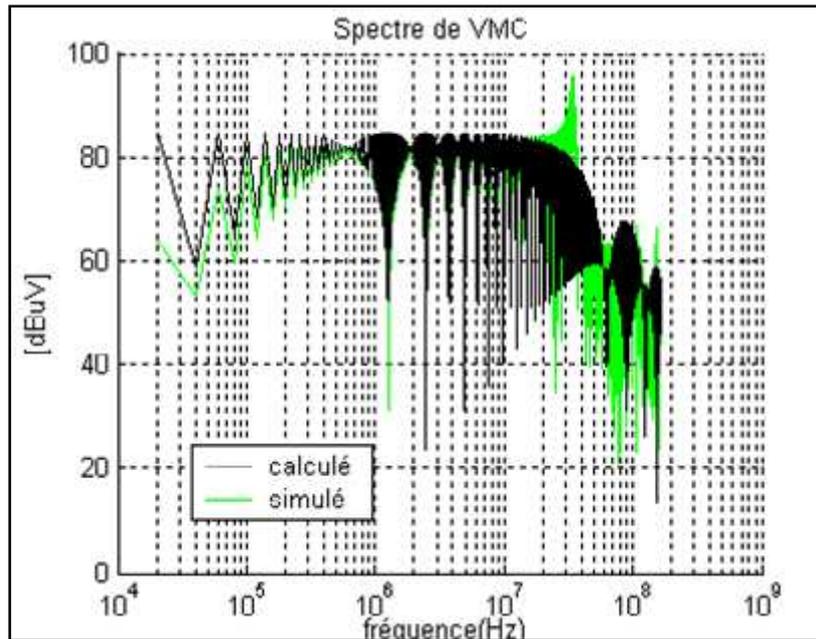


Figure 6. Spectre des perturbations de mode commun

Le modèle classique des perturbations de MD est décrit par une source de courant qui représente le courant dans l'interrupteur et le condensateur du bus continu muni d'une inductance et une résistance parasites.

La tension mode différentiel est calculée comme suit :
$$V_{MD} = \frac{50 \cdot Z_{dc}}{100 + Z_{dc}} \cdot I_K$$

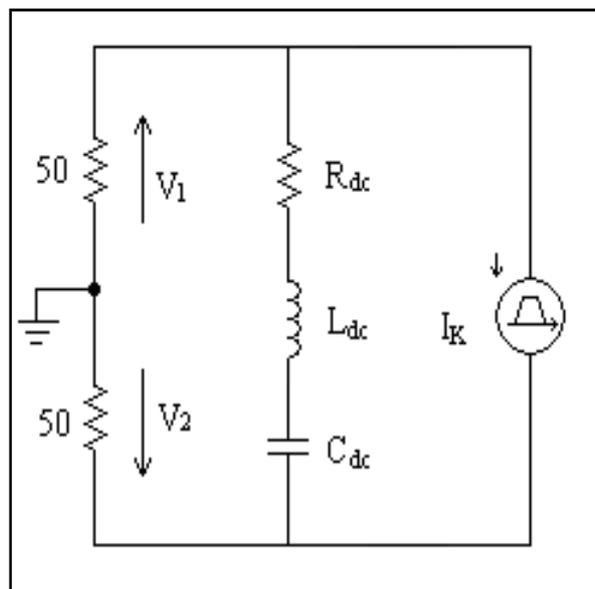


Figure 7. Modèle des PEM de mode différentiel

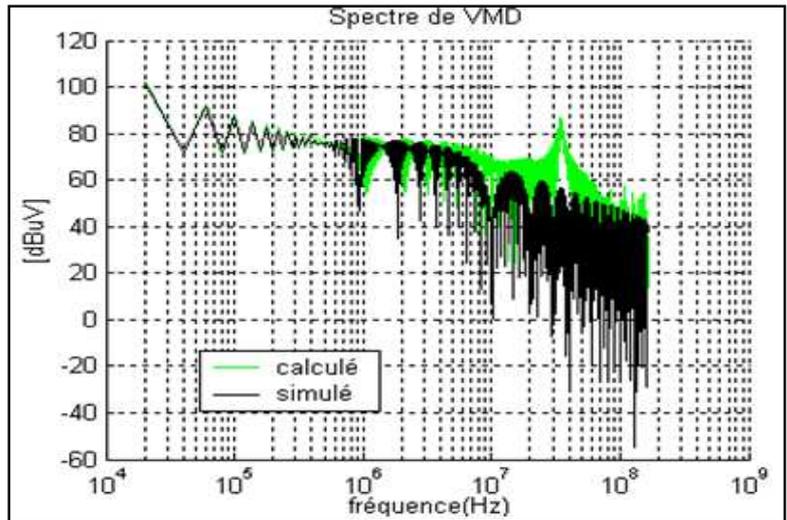


Figure 8. Spectre des perturbations de mode différentiel

Les spectres des perturbations de MC et MD des modèles classiques figures 6 et 8 sont les modèles les plus simples qui ne considèrent pas les éléments parasites qui peuvent exister dans le circuit du hacheur. Dans ces modèles on ne considère que les temps de montée et de descente des signaux. les spectres ainsi calculés ont la même allure en basses fréquences que les spectres simulés alors qu'en HF à partir de 10MHz on ne retrouve pas les pics de résonances. On conclut donc que les éléments parasites qui sont les inductances du bus continu et des bus de liaison ainsi que les capacités de jonction de l'interrupteur et de la diode sont responsables des pics HF, ce pic élève le niveau des perturbations de 12dB μ V et peut pour certaines valeurs des éléments parasites dépasser les normes de la CEM.

- **Approximation des sources par un trapèze et une sinusoïde amortie**

Afin de mieux décrire les signaux de commutations et se rapprocher des commutations réelles on approxime le courant de l'interrupteur et la tension de la diode par un trapèze avec une sinusoïde amortie comme montre la figure 9.

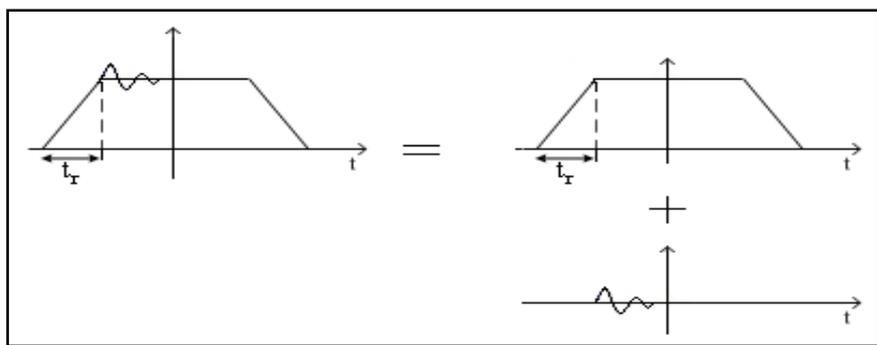


Figure 9. Décomposition du signal aux bornes de l'interrupteur

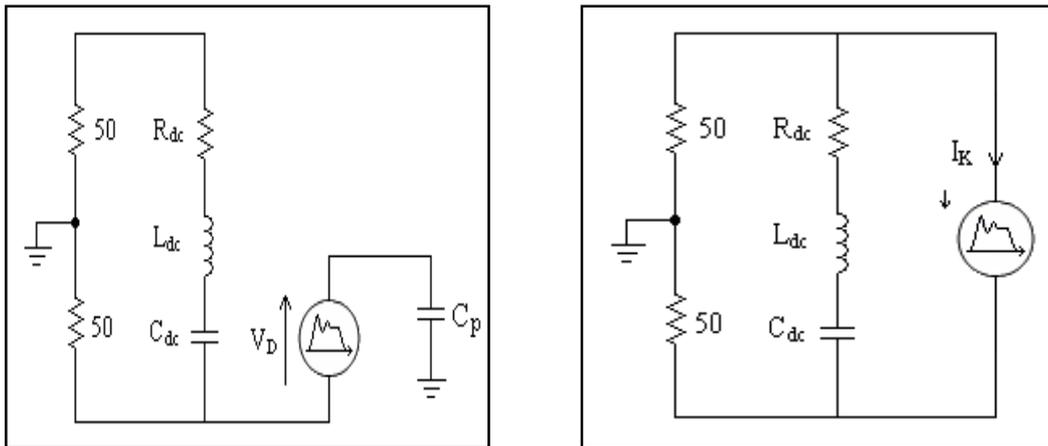


Figure 10. Modèles des perturbations en mode commun et en mode différentiel

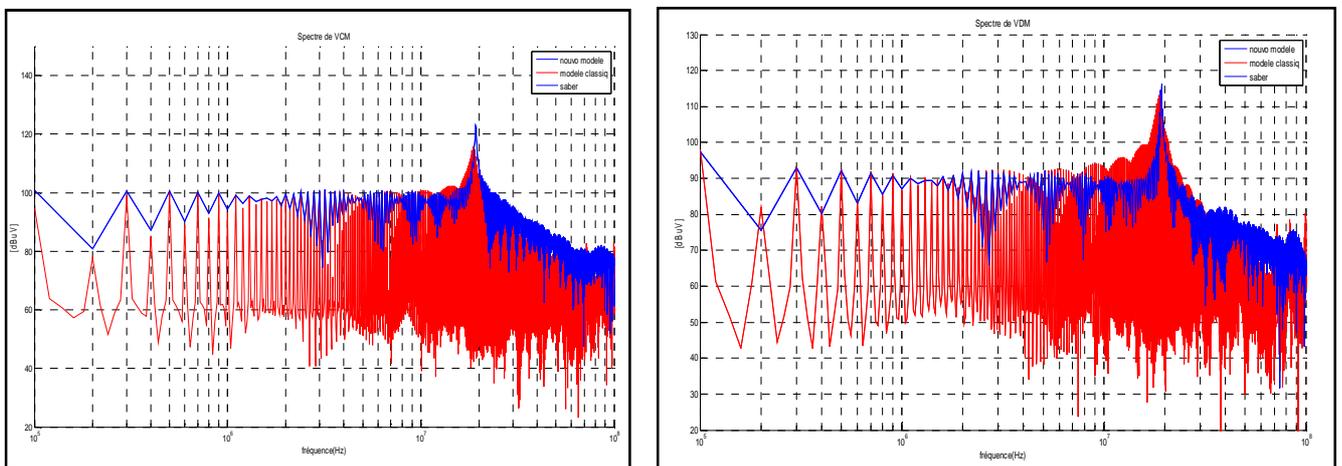


Figure 11. Spectres des perturbations en mode commun et différentiel

En ajoutant aux sources des perturbations de formes trapézoïdales des oscillations HF sous forme sinusoïde amortie, on obtient des spectres dont l'allure est similaire à celle obtenue par simulation SABER.

On montre avec la méthode analytique que les éléments parasites du circuit sont la cause des oscillations HF dans les formes d'ondes temporelles qui se traduisent dans le domaine fréquentiel par des pics de résonance qui apparaissent dans les spectres des PEM de MC et MD.

- **Nouvelle méthode de modélisation des PEM**

L'idée du nouveau modèle est d'avoir un seul modèle pour calculer le spectre du mode commun et du mode différentiel et d'avoir l'interaction des deux modes aussi.

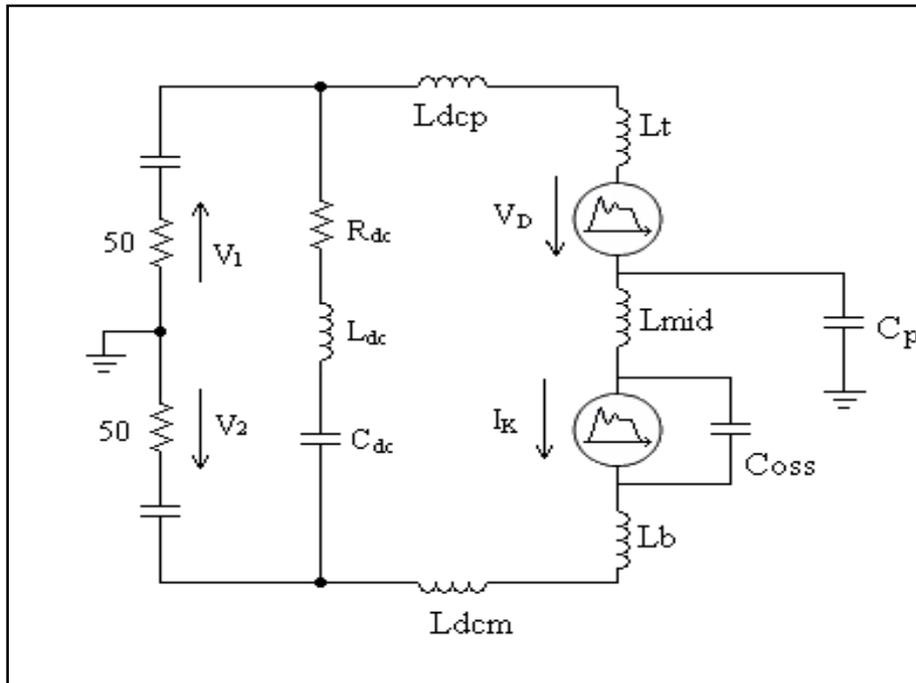


Figure 12. Nouveau modèle des PEM

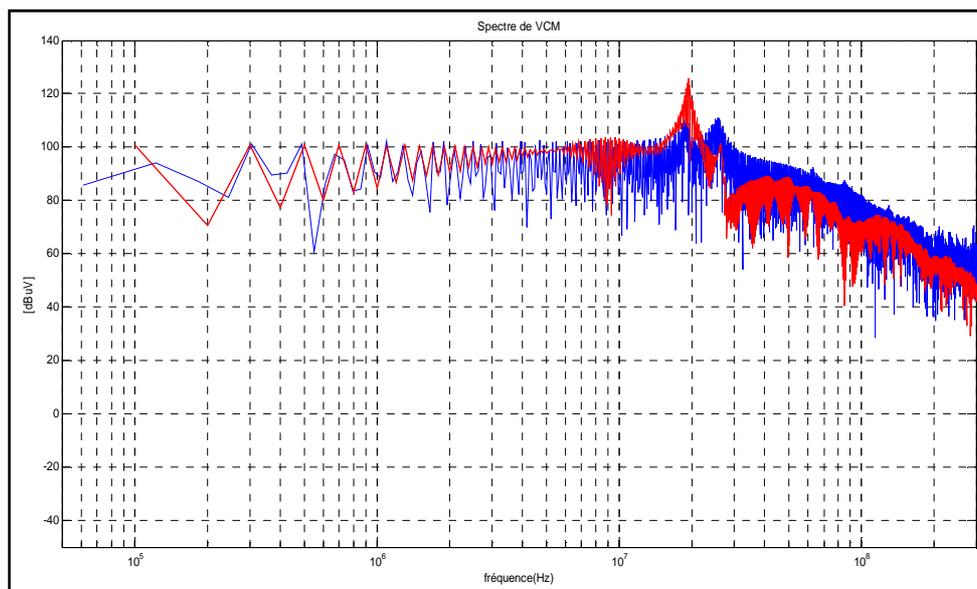


Figure 13. Comparaison entre le spectre simulé et calculé pour le mode commun

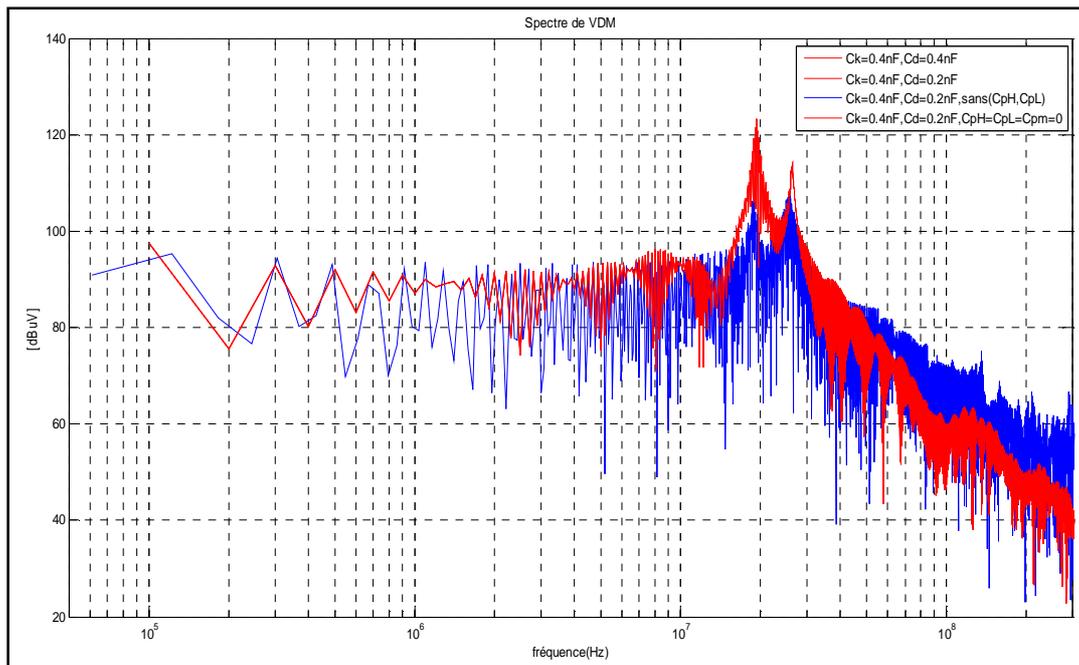


Figure 14. Comparaison entre le spectre simulé et calculé pour le mode différentiel

Notre modèle présente une validité sur une large bande de fréquence et des travaux encours pour l'améliorer.

IV. La mesure et les travaux à venir :

1. La mesure :

Pour valider le modèle on doit confronter les résultats des spectres calculés avec celle issue des mesures. Pour y faire une maquette de mesure a été préparé , l'image de la maquette sur la figure 15.

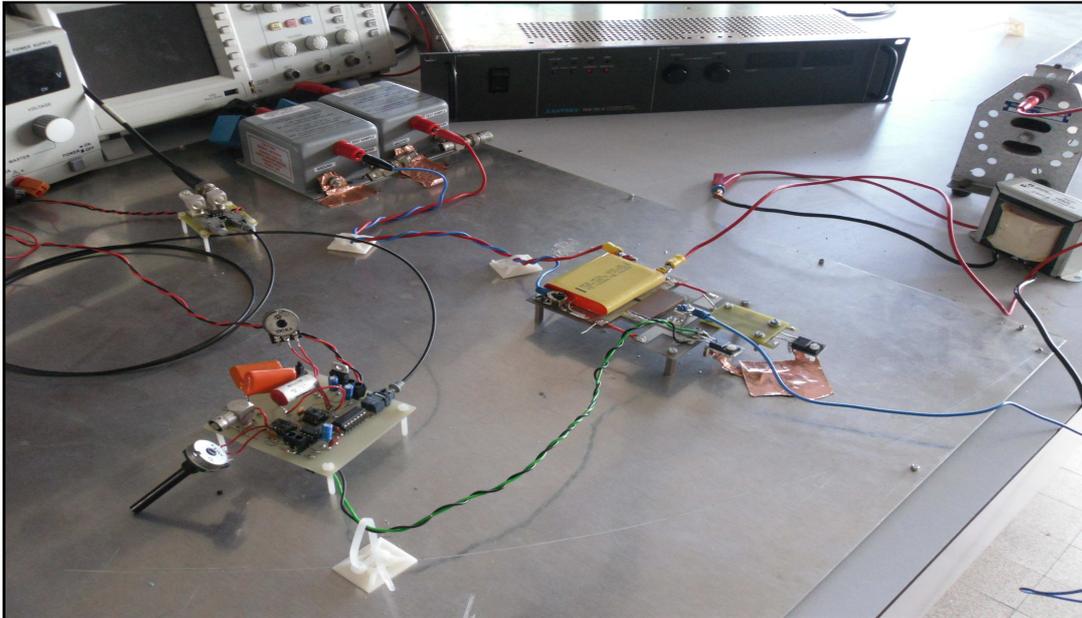


Figure 15. La maquette de mesure du hacheur abaisseur

2. Les travaux à venir

- **Mesure des PEM**

La mesure des PEM, il faut avoir les grandeurs électriques au niveau de l'interrupteur et de la diode, également la mesure de V_1 et V_2 aux bornes du RSIL pour le calcul du spectre.

Les mesures vont être prise pour différents courant de charge.

- **Identification des modèles HF des éléments du convertisseur**

Les schémas utilisés en électronique de puissance montrent des résistances, des inductances, des capacités, des semi-conducteurs et le routage basés sur des modèles basses fréquences, c'est à dire sans inductances et capacités parasites. Alors que, à hautes fréquences, les

modèles d'électronique de puissance ne sont plus vrais, car ce sont les composants parasites qui conditionnent le comportement physique des composants passifs et actifs [7].

Dans notre étude, nous concentrons notre modélisation sur la plage de fréquences 10kHz-30MHz. Nos modèles de composants doivent être les plus proches possibles des mesures sur toute cette bande de fréquence.

Pour obtenir un comportement précis en CEM d'un convertisseur de puissance il est nécessaire de déterminer les différents modèles des éléments du convertisseur afin de disposer d'un schéma équivalent du convertisseur.

Pour les composants passifs (inductance, condensateurs et charge), une mesure d'impédance sera effectuée pour obtenir un circuit électrique équivalent. Tous les parasites d'interconnexion (inductance, capacité) ne peuvent être facilement mesurés.

Ainsi, la topologie du circuit doit comprendre dans le domaine fréquentiel des impédances localisées représentant le comportement en fréquence des composants passifs (condensateur, inductance, charge...) et les composants parasites de type circuit et de couplage.

V. Bibliographie

[1] **A.FARHADI, A.JALILIAN**, "*Modeling and simulation of electromagnetic conducted emission due to power electronics converters*", International conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems, Dec.2006.

[2] **B.REVOL**, "*Modélisation et optimisation des performances CEM d'une association variateur de vitesse – machine asynchrone*" Thèse de l'Université Joseph Fourier, 2003.

[3] **Q.LIU**, "*Modular Approach for Characterizing and Modeling of Conducted EMI Emissions in Power Converters*" in electrical and computer engineering, vol. Ph.D Virginia polytechnic institute and state university, 2005, pp.188.

[4] **X.HUANG**, "*Frequency Domain Conductive Electromagnetic Interference Modeling and Prediction with Parasitics Extraction for Inverters*" in electrical and computer engineering, vol. Ph.D Virginia polytechnic institute and state university, 2004, pp.153.

[5] **P.Musznicki**, "*Identification des perturbations CEM conduites dans les convertisseurs statiques par la méthode du filtre de Wiener*" Thèse de l'Institut National Polytechnique de Grenoble, 2007, pp.88.

[6] F.COSTA, G.ROJAT, “*CEM en électronique de puissance Sources de perturbations, couplages, SEM* ” Techniques de l’Ingénieur, traité Génie électrique, D3290, pp1-26.

[7] S. BREHAUT, “*Modélisation et optimisation des performances CEM d’un convertisseur AC/DC d une puissance de 600 W*” Thèse de l’Université de Tours, 2005.

The Report of PhD First Year

Prepared by:

Anis FEKI

Electrical Engineer (ENIS)
Computer Master Degree (UPMC University)

Supervised by

Mr Bruno ALLARD

Professor at INSA-Lyon

Mr David TURGIS

Expert and Manager at STMicroelectronics

Mr Jean Christophe LAFONT

Memory Design Engineer at STMicroelectronics



Table of content

- 1. CONTEXT 3
- 2. OBJECTIVE 4
- 3. INTRODUCTION: 6 T SRAM BITCELL 5
 - READ OPERATION 5
 - WRITE OPERATION 6
 - Trade-off between RM and WM 6
 - Read delay (Read Time)..... 7
 - Write delay (WT) 8
 - Body Biasing Effect 8
 - SRAM Periphery..... 9
- 4. Constraints and limitations of available bit cells 9
 - Soft Error (SE) disturb 10
 - Bit-Line Leakage..... 11
 - Effects of temperature and doping on mobility..... 11
 - Parasitic energy dynamics losses or “the Fighting Power” paradigm 12
- 5. Proposed 10T bit cell..... 13
 - The hard coding technique..... 14
 - A new solution for the charge injection issue 14
 - A Novel technique to increase the number of bit cells per column in the SRAM memories 15
 - Comparison with previous bit cells 16
- 6. PLANNING..... 21
- 7. PROJECTED RISKS 22
- 8. CONCLUSION..... 22
- REFERENCES 23

Low energy consumption per operation is one of the most important requirements for the design of portable devices such as smart phones. Promising new applications like intelligent sensors for Ambient Intelligence can only be realized if a significant further reduction in the energy consumption per operation is achieved. In most applications, memories consume a significant part of the energy budget. After optimization, typical applications have strong data locality, hence the small memories that are the closest to the processor often dominate the energy consumption. Hence, energy efficient implementations for these relatively small memories are a key requirement to enable further extensions of the capabilities of these devices. The present project concerns the development of ultra-low power memories.

1. CONTEXT

Portable electronic devices have become a key part of everyday life. Just think about portable media players, gaming consoles and smart phones. Consumers expect ever more performances and features from these devices, while the battery capacity hardly improves. A low energy consumption per function is hence one of the most fundamental requirements in their design. These devices typically operate with a clock frequency between 100MHz and 1GHz.

The importance of a low energy consumption per operation is however not limited to these classical portable devices. Even in high-performance systems such as powerful desktop processors and digital signal processors (DSPs), energy efficiency is a key issue.

In most of these applications, memories consume a significant part of the total energy budget. This is certainly true for the very data intensive contemporary multimedia applications [01], but similar conclusions apply to low power sensor nodes [02]. After optimizations have been applied, most applications have strong data locality. This increases the relative importance of the small memories that are the closest to the processor to such an extent that they often dominate the energy consumption in the operation of the device.

Until recently, the energy consumption per operation of both memories and processors improved on a regular basis thanks to the ongoing miniaturization of technology. Smaller minimal dimensions not only allowed to put more transistors into the same area, but also enabled higher speeds and lower energy consumption per operation. In this era of “happy scaling” [03], the energy per operation reduced in proportion to α^3 , with α the smallest feature size that can be realized in the technology. If

a design is rescaled from a 0.5 μ m technology (1990) to a 130nm technology (2003), the energy consumption per operation is reduced with a factor of 50, without significant effort from the designer.

This era of “happy scaling” ended with the introduction of the 90nm technology node [03]. Because leakage currents started to dominate the energy budget, the threshold voltage could no longer be reduced. This in turn made it impossible to further reduce the supply voltage without taking a significant performance hit. The variations between adjacent transistors, also known as mismatch, increased quickly with smaller dimensions. This mismatch has a detrimental impact on the available noise margins for memory cells [04], which further impedes the reduction of the power supply.

2. OBJECTIVE

The main objective of the PhD is the designing of a SRAM memory working in the near and sub threshold voltage of the transistor in advanced CMOS technologies for the most advanced medical applications and the mobile phone applications. The thesis is organized as following:

- Comparative study of ultra low voltage SRAM bitcells
- Study and research of assistance solutions to help and to improve the functionality of SRAM memories under ultra low voltage (write assist, Read assist, Sense amplifier...).
- Choosing the best candidate of SRAM memory architecture and technology.
- Implementation of an entire memory working under ULV (0.3V).
- Characterization of the memory and performance comparison with existing memories.
- Demonstration of this memory on silicon through a test circuit.

3. INTRODUCTION: 6 T SRAM BITCELL

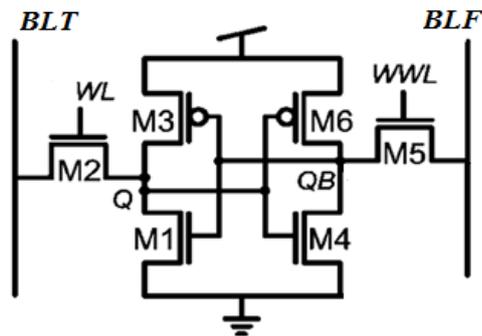


Figure 1.1 : 6T SRAM BITCELL

The static random-access memories (SRAM) are most widely used, due to their high performance: microprocessors may contain up to 70% of SRAMs in transistor count or area. The trend in the semiconductor market is to push for more integration and more size reduction: the development and optimization of a technological node is more and more difficult and expensive. The reduction in size of a SRAM circuit in coming nodes is nonetheless complex and it faces several limitations. The reliability of the SRAM bit-cell is degraded with ever-smaller technologies and the device functionality is endangered. Designing SRAM circuits in CMOS advanced technology nodes requires technical and technological solutions to overcome the size reduction limitations, while insuring satisfactory functionality, with a guaranteed reliability so that it can be economically fabricated.

The manufacturing of a standard SRAM is fully compatible with CMOS core processes. The standard SRAM bit-cell is based on a 6-transistor arrangement. A conventional six-transistor (6T) SRAM bitcell is based on the use of a latch built with two cross-coupled CMOS inverters, the content of which can be accessed by two nMOS access transistors named pass-gate transistors (PG) (figure 1.1). Three possible operations are: writing a data (bit), retaining the data and reading the data. The operation is controlled through the word-lines that activate or block the PG transistors, so that there is, or not, a connection to the bit-lines BLT and BLF that propagate the bit value from or to the bit-cell.

READ OPERATION

The read operation is the most destructive operation with regards to the data integrity (both access transistors are turned on and draw charges from the coupled inverters).

The indicator of the SRAM bit-cell read stability is the Static Noise Margin (SNM). SNM is a figure of merit that enables the evaluation of the stability of the memory bit-cell under static conditions. SNM is related to the maximum size of the box that can be drawn in the memory static transfer function

(figure 1.2). Such a curve is called a butterfly curve. The SNM can also be evaluated by a DC simulation.

However the butterfly curve has a graphical interest, it allows to have a direct comparison between different architectures or to highlight graphically the improvements or degradations of the bit-cell stability. The SRAM is affected by variations related to the Process, the supply Voltage and the local Temperature (PVT variations).

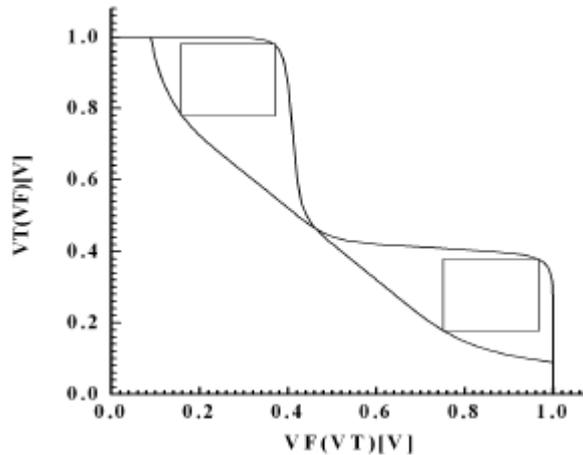


Figure 1.2 : 6T Butterfly curve (32nm and typical condition simulation)

WRITE OPERATION

If the internal node is initially at $Q='1'$ and $QB='0'$, writing '0' into Q is performed by pulling the bit-line BLT to GND and turning on the pass gate (PG) by setting WL to VDD. The data is then injected into the bit cell.

The memory write-ability is characterized by the write-margin (WM). The write margin (WM) is evaluated with a DC simulation. It is the minimum voltage difference between the bit-lines BLT and BLF able to change the bit-cell data. The write margin (WM) parameter characterizes the bit-cell write ability. As a result of the PVT variations, WM may not present enough margins to ensure a safe write operation.

Trade-off between RM and WM

In the 6T SRAM bit-cell, a good read-margin implies a stronger pull-down transistor (PD) than the pass-gate transistor (PG), i.e. a large ratio

$$\beta = \frac{(W/L)_{PD}}{(W/L)_{PG}} \quad \& \quad \alpha = \frac{(W/L)_{PG}}{(W/L)_{PU}}$$

The ratio α is necessarily high to guarantee the write-ability as the pull-up transistor

(PU) is set to a minimum size. The PD transistor maximum size is limited for a given bit cell area. To obtain a large β ratio leads to decrease the PG transistor, hence to decrease the ratio α i.e. decrease the write-margin (WM). As shown in figure 1.3 regarding the α/β ratio, for a given bit-cell area, decreasing the WM (write ability) corresponds to increasing the SNM (read stability). Read-margin and write-margin must be set as a trade-off.

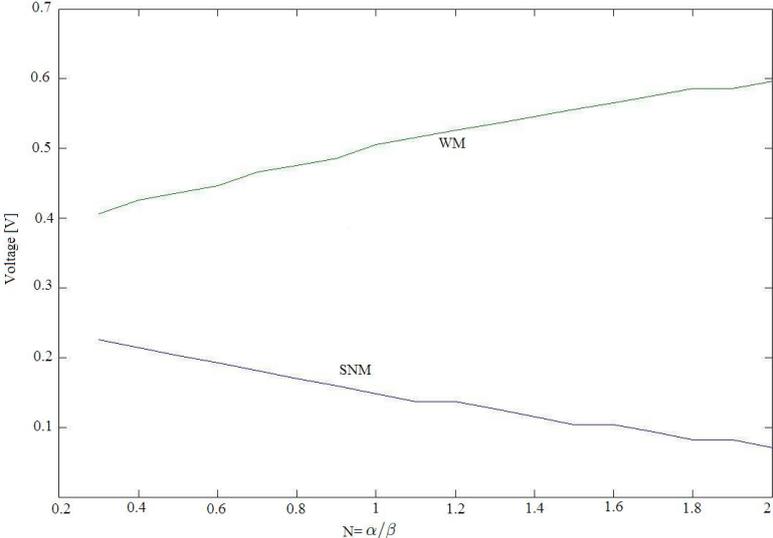


Figure 1.3 : WM and SNM versus the ratio $N = \alpha/\beta$

In order to optimize the trade-off between SNM and WM, some potential solution exists at the periphery level of the memory. The first one is to set enough ratio β in order to have a good stability. The non-favorable value set for the ratio α , requires additional circuitry to help the write operation. This is called a *write assist circuit* [05].

The second solution is to set the ratio α to have enough write margin and add a set up in the memory periphery to help the read operation. This technique is called a *read assist circuit* [06].

One the trade-off between WM and RM has been discussed, other parameters of the bit-cell performance are now presented.

Read delay (Read Time)

In traditional memory designs, the cell read-delay is the time between word-line activation and the moment at which a sufficient voltage swing, ΔV , has developed on the bit lines (BLF, BLT):

$$Delay_{cell} = C_{BL} \cdot \Delta V / I_{read}$$

The required magnitude of ΔV depends on the sense amplifiers that are used in the design. Two cell properties influence the read delay in a rather direct way. The cell read current, I_{read} , is the current that flows through the cell access transistor during the read access. Typically an approximate value is obtained from a DC simulation, with the word line voltage at its highest voltage and with the bit lines fixed to their pre-charge voltage. The larger this current, the less the time it takes to develop a sufficient voltage swing on the bit-lines. The bit-line capacitance per cell C_{BL_cell} is a major contributor to CBL. C_{BL_cell} consists of the drain capacitance of the access transistor and the bit-line wire and via capacitance related to this cell. The drain capacitance includes both the capacitance of the drain-bulk junction and the drain-gate capacitance. Only one of the cells on a bit-line has an asserted word-line. The drain-gate capacitance of all other access transistors are biased in the sub-threshold region, which results in a somewhat smaller capacitance value than what would be obtained if all access transistors were enabled.

Increasing the width of the cell access transistor increases the cell read current if the cell remains stable. However, the bit-line capacitance increases at the same time, so this will not necessarily result in a large improvement of the cell read delay. [07]

Write delay (WT)

The cell write delay is the time between word-line activation and the moment that the cell internal nodes are overwritten. This definition assumes that the bit-lines have been forced to their correct value before the word-line is asserted.

This order of operations is advisable to avoid large short-circuit currents. For memories with a single-cycle access, the cell write-delay is almost never a critical factor for the memory delay because the access period is typically dictated by the slower read-access. [08]

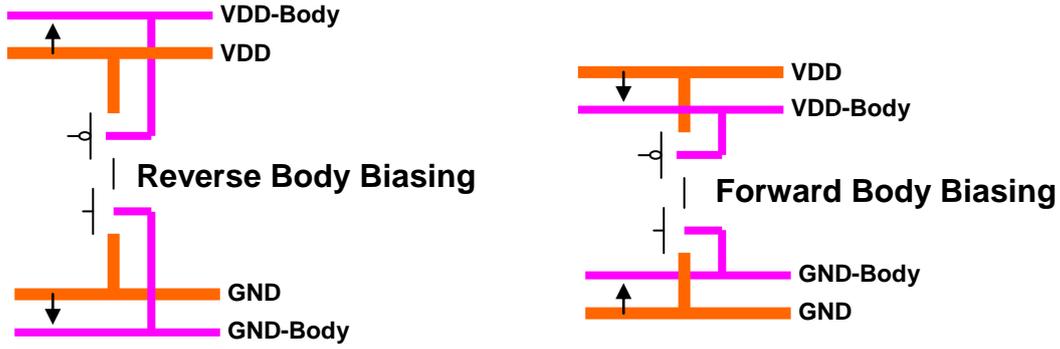
Body Biasing Effect

Body-biasing leverages the body effect of MOS transistors to change the threshold voltage (V_t) of the transistor

$$V_{TN} = V_{T0} + \gamma \left(\sqrt{V_{SB} + 2\Phi_F} - \sqrt{2\Phi_F} \right)$$

Forward Body Biasing: V_t is reduced so speed is increased (and leakage is increased)

Reverse Body Biasing: V_t is increased so leakage is reduced (and speed is reduced)



SRAM Periphery

The SRAM periphery is the logic circuitry required to ensure the address decoding, data sensing and control of the different memory operations. In periphery, the leakage current is not a major portion of the power consumption [09]. Unlike bit-cell matrix, the periphery can be switched-off during retention mode and consequently the leakage contribution is practically zero. Dynamic power is essentially consumed in decoders and I/Os. During the decoding operation, address bits are changed randomly and the worst case is when all address bits are changed simultaneously. To minimize the dynamic power, a technique of pre-decoding is experimented in the state of the art [010]. This technique aims to partially decode the address to minimize the number of switched signals in long decoder wires, so the waste in power is limited.

Sense-amplifier (SA) consumption is also considered. Structures have been experimented to allow obtaining a low voltage swing and high speed [011]. The main problem of the differential sense-amplifier remains the offset that increases as the variability of the process increases, so the required bit-line differential voltage margin, ΔV_{BL} , increases and consequently the power consumption increases too.

4. Constraints and limitations of available bit cells

On-chip Static Random Access Memory (SRAM) contains 50-90% of the total chip transistor count in average of a digital System-On-Chip. It is thus one of the major sources of energy consumption in System-on-Chip (SoC) operation. In the SRAM memory, the total energy dissipation includes static and dynamic contributions:

$$E_{tot} = E_{static} + E_{dynamic} = I_{Leak} \cdot V_{DD} \cdot t_{delay} + \frac{1}{2} \cdot \alpha \cdot C_S \cdot V_{DD}^2 \quad (1)$$

Where the static component depends on the total circuit leakage I_{Leak} and on the delay time t_{delay} , and the dynamic component depends on the switched capacitance C_s and the activity factor α , while both components depend on the supply voltage. One of the most effective ways to reduce power is to lower the supply voltage (VDD) as this significantly decreases dynamic power dissipation and leakage power [2]. However, reducing VDD has a negative impact on the maximum achievable frequency and thus on t_{delay} , and therefore increases the static energy. There is an optimum voltage (Vopt) that allows reaching a minimum energy that lies near the threshold region of MOSFET. However, in this operating region, and given the large number of bitcells in a SRAM, it is essential to design a bitcell giving the lowest possible leakage current (ILeak).

Recent research in the Ultra-Low Voltage SRAM memory has shown that Vopt is in the range between [300, 350] mV [2]. Achieving successfully low-voltage operations in SRAM faces a considerable amount of challenges due to the reduced bitcell stability and the degraded Ion-to-Ioff ratio, and the reduced voltage margins due to the increase in device variability. The Random Dopant Fluctuations (RDF) [3] cause large threshold voltage variability, which impacts directly the SNM (Static Noise Margin, [4]) and WM (Write Margin, [5]) of the bitcell. Furthermore, sensing and overall architecture is difficult to design, due also to the CAD device model being less accurate in the sub-threshold region [6].

Operating conventional 6T bit-cell at Low Voltage (LV) with a good yield is a challenging task, since the bit-cell read stability and its write-ability get degraded, and cannot be both optimized at the same time, since they have conflicting design requirements. Next are listed the most common limitations of SRAM bit cells in ULV operations.

Soft Error (SE) disturb

In memory circuits or sequential logic, a SE is caused by an energetic particle that enters the chip and generates enough free charges to toggle the state of a latch [7]. The sensitivity to SEs is directly related to the cell capacitance: the smaller the capacitance, the larger the sensitivity [8].

At each new technology node, due to the surface shrink and its related capacitance shrink, the bit-cells become more sensible to SEs. The sensibility further increases as the voltage is scaled down [9]. Hence, SEs are more critical for sub-threshold SRAMs than for standard voltage SRAMs and require to include a so-called *bit-interleaving technique* in the memory architecture [10].

Bit-Line Leakage

The significant degradation of cell read-current that accompanies supply voltage scaling introduces critical functionality failures. Typically, when a bit-cell is accessed, a droop can be detected differentially on one of the read bit-lines, RBLT/RBLF, with respect to the other. This requires that the read-current of the accessed-cell discharges the intended bit-line more quickly than the aggregate leakage-current in the RBL, which is imposed on the alternate read bit-line [18].

With N_r bit-cells connected to the same column, reducing VDD degrades the so-called Ion-to-Ioff ratio, which is equal to $I_{Cell} / (N_r \times I_{Leak.BL})$, and sets an upper limit to the number of bit cells N_r that can be stacked in a column.

Effects of temperature and doping on mobility

Conductivity of a material is determined by two factors: the concentration of free carriers available to conduct current and their mobility (or freedom to move). In a semiconductor, both mobility and carrier concentration are temperature dependent. It is thus important to view the conductivity as a function of temperature and concentrations.

Fig. 4.1 and Fig. 4.2 show the histograms of the read current “IRead” of the proposed new 10T cell that will be described later, at three different temperatures (-40°, 27° and 125°), as obtained with Monte Carlo (MC) sampling on SPICE simulations at ULV (above) and at 1 V (below).

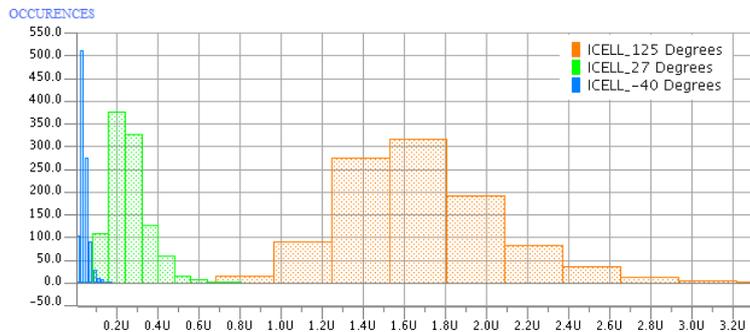


Figure 4.1: Monte-Carlo simulation of IRead (1024 runs), VDD=300mV (Corner Process TT)

It is noticeable that the most probable “IRead” value (the peak of the distributions) is smaller at the highest temperature at 1V, a known phenomenon related to the mobility degradation at high temperature. Nevertheless, the picture is reversed under ULV, where the largest current is obtained at the largest temperature, due to the increased importance of thermal generation at ULV.

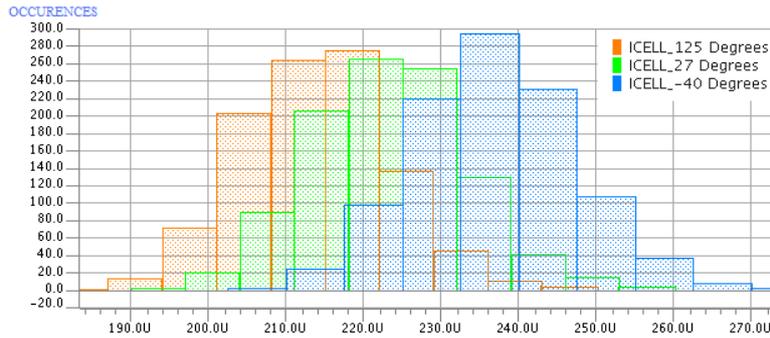


Figure 4.2: Monte-Carlo simulation of IRead (1024 runs), VDD=1V (Corner Process TT)

The spread of the distributions is relatively constant at 1V, while it gets significantly reduced at ULV.

The most probable ICell value gets very small at low Temperature and under ULV: for biomedical applications as the case of Pacemaker, Cochlear implant and neural sensors, the range is often limited to positive temperature.

Nevertheless, for larger field of applications, we have to find solutions in terms of design to overcome the problem of low read current under very low temperatures.

Parasitic energy dynamics losses or “the Fighting Power” paradigm

The introduction of bit interleaving technique which is critical to cope with multiple bit soft-errors under ULV by using two pass-gate transistors in the bit cell is accompanied in general with a loss of dynamic energy due to the half select cell.

When a bit cell is selected either for read or write operation, all bit cells located in the same word-line (WL) are half-selected and have their bit lines moving. Then, the words that are not selected leads to a large dynamic power loss due to half bit-cell select line (“fighting power”).

To avoid this phenomenon, the easiest way is to use one word per line which represents a great inconvenient at the architectural level of the SRAM memory.

The parasitic components behavior directly affects the dynamic energy consumption of the SRAM memory as the case of the standard 8T bit-cell and the 10T bit-cell in [10].

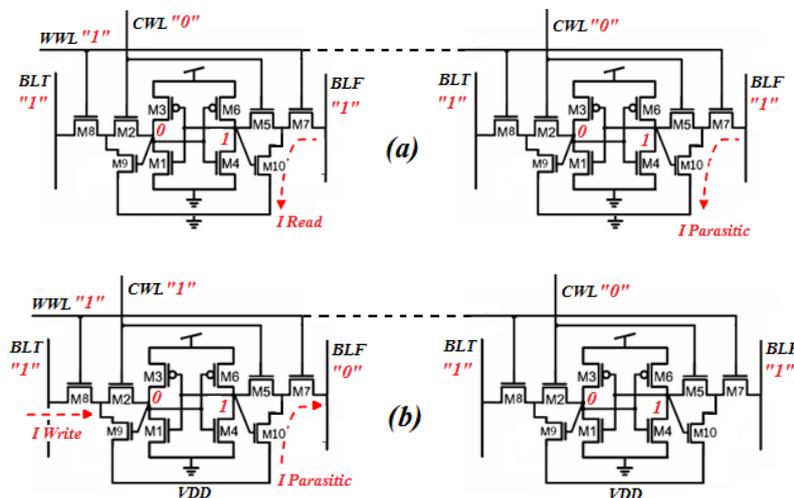


Figure 4.3: Behavior of the 10T bitcell in [10] (a) Read (b) and Write operations

During the read operation of the 10T bitcell in [10] (fig 3 (a)) we note that all bit-cells located in the same WWL are half-selected and have their bit-lines moving.

Also, during write operation, we observe that a parasitic current is injected going from VGND to BL (from VDD to BLF in our case (fig 3 (b))).

➔ Reducing the supply voltage is the most direct means of reducing the dynamic power consumption in the SRAM bit cell. However, the parasitic phenomena at the level of SRAM array are a great source of energy losses which have to be taken into account for the design of the proposed bit cell.

5. Proposed 10T bit cell

Fig. 5.1 shows the schematic of our proposed 10T SRAM bit cell. This cell comprises two cross-coupled CMOS inverters and two series pass-gates transistors to allow the use of a bit-interleaving technique. This guarantees a highly resistive path that lowers the leakage current. A virtual logic-swing read-word line (RWL_MUX) is introduced to read the bit-cell through two decoupled transistors (M9, M10). The read transistors are used to transfer the data to the read bit-line (RBLT, RBLF).

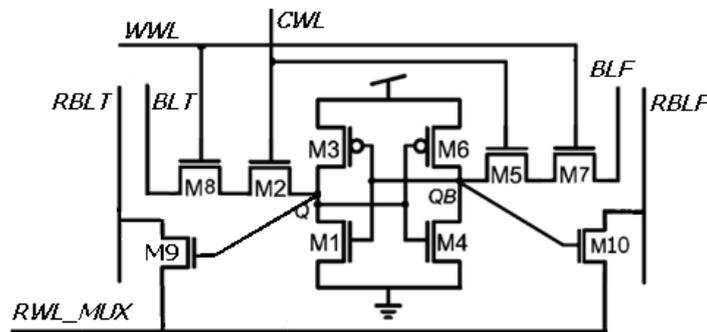


Figure 5.1: Proposed 10T ULV Bitcell.

The layout of the proposed bit-cell was performed in 28nm CMOS with an area equal to $0.8 \mu\text{m}^2$. (Figure 5.2)

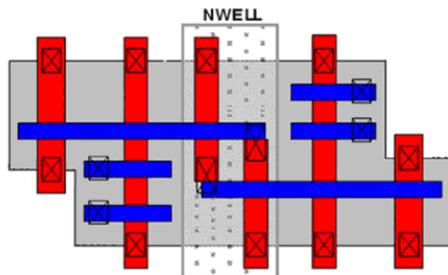


Figure 5.2: The Layout of the proposed 10T Bitcell.

The hard coding technique

Figure 5.3 shows our proposed hard coding technique in order to solve the half-select cell bit-lines issue (as discussed previously). The idea of this technique is to multiplex the RWL_MUX signal according to the number of words per line. This allows selecting only one word during the reading operation and hence, eliminates the issue of the parasitic dynamic energy losses in the unselected bit lines.

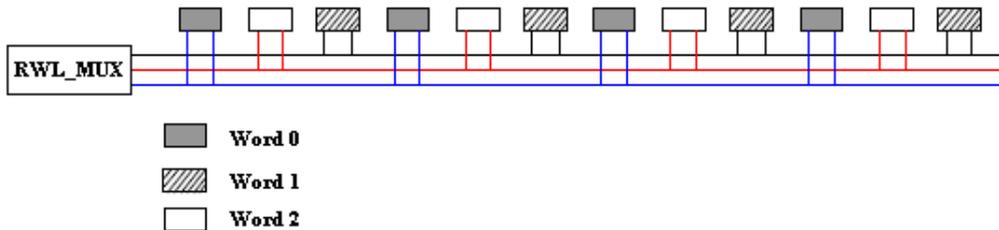


Figure 5.3: Hard coding technique

The RWL_MUX signal is at the source of the two read access NMOS transistors (M9, M10).

- In the read operation, RWL_MUX=VSS: only for the selected word while for the other bit cells it is affected to VDD
- In the write and standby operations, RWL_MUX=VDD for all cells.
-

A new solution for the charge injection issue

Figure 5.4 shows that during the read operation, there is a struggle between the read current (I_{Cell}) taken from the selected bit-cell and the injected current ($I_{Injected}$) from the non-selected bit-cells from RWL into RBL.

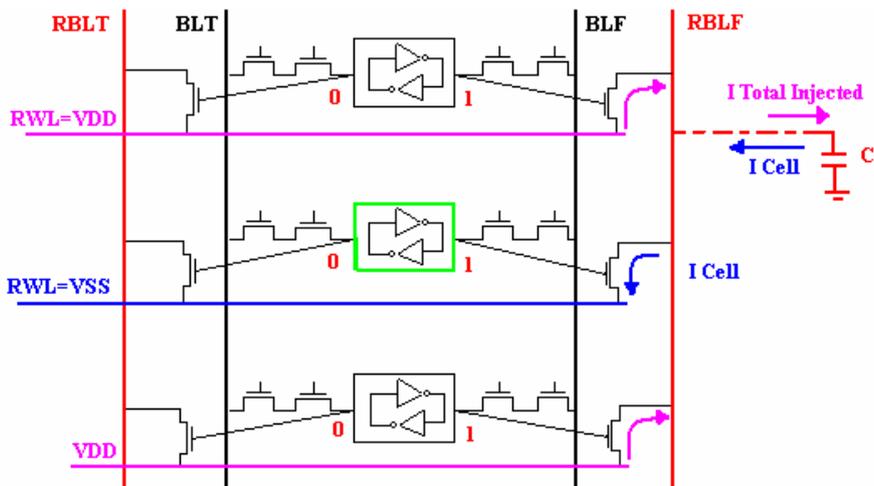


Figure 5.4: The charge injection issue

According to [16], solving the latter issue requires that the sense amplifier reacts before RBL bit line reaches VSS.

During the read operation, a small voltage difference (ΔV) between the RBLT and RBLF will then be developed and must be sensed by the differential sense amplifier.

The sense amplifier must react quickly in order to have a differential voltage ΔV remains below the threshold voltage. For other bit-cells of the column, the gate-source voltage of the transistors M9 and M10 is ultimately equal to ΔV . These transistors are therefore blocked. In addition, the drain-source voltage of transistors M9 and M10 for unselected bit cells of the column is not greater than ΔV so that leakage currents are low.

However, designing a fast sense amplifier operating at ULV is a challenging task due to the global and local Variation. Also, this solution requires introducing of an additional negative power supply V_{SS} . As a solution for this problem, we propose to introduce a transmission gate connected at the RWL, which will stop the current injected from RWL into the RBLs in the unselected bit-cells from the selected column and therefore eliminate the charge injection issue (Figure 5.5).

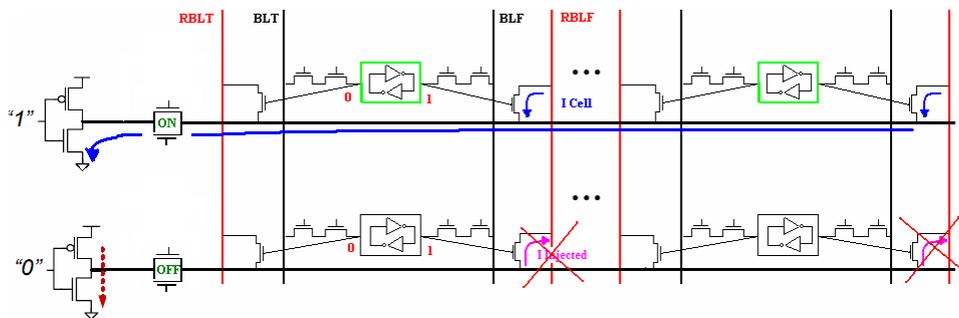


Figure 5.5: A Proposed Solution to avoid the charge injection issue

A Novel technique to increase the number of bit cells per column in the SRAM memories

During the read access, the RBL (Read Bit-line) is discharged by the cell read current (I_{read}) of a single cell. If N cells are connected to the RBL pair, the worst-case data pattern is when $N-1$ cells discharge the complementary charge of RBL with their leakage currents. In design, when N is large, and the I_{on}/I_{off} ratio is small, the discharge of the complementary RBL can be of the same magnitude as the discharge of the actual RBL. This can result in incorrect sensing of the data. This problem is due to the decrease of read current under ULV. Hence, we have a limitation of the number of bit cells per column because of the impact of the bit-line capacity on the read operation. For a correct assessment, the variations on I_{on} and I_{off} must certainly be taken into account.

Figure 5.6 and Figure 5.7 show our proposed technique that presents a solution to increase the number of bit-cells per column.

This solution is designed for bit cells that have additional bit lines dedicated for the reading port. As shown in Figure 5.7, the idea is to multiplex the bit lines for reading and keep the write bit-lines

common for all bit-cells in the column. This technique allows maintaining a constant read-time while increasing the number of the bit-cells per column.

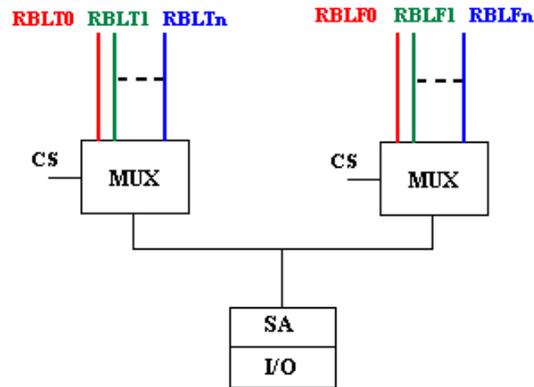


Figure 5.6: Read path adapted with the proposed solution

$$N^{bre} \text{ of Bitcells / Column} = N_{RBLs} * N_{Cells} \quad (2)$$

With N_{Cells} : is the number of bit cells per read bit line

and N_{RBLs} : is the number of multiplexed RBLs.

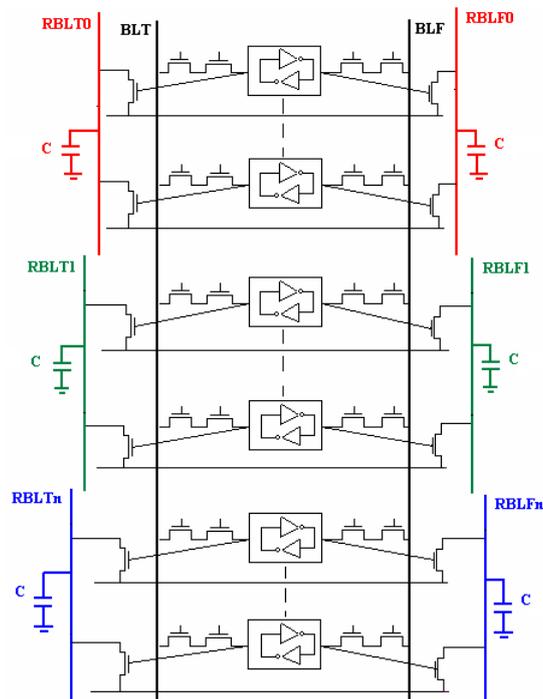


Figure 5.7: Proposed solution in order to increase the number of bit-cells per column.

Comparison with previous bit cells

In the 6T bit-cell, the read-stability and the write-ability have conflicting design requirements.

Various bit-cell architectures have been proposed in literature, based on the idea of decoupling the

writing path from the reading path [10], and effectively giving the designer more flexibility in the design of the bit-cell layout to offer acceptable performances under ULV conditions. Recently, in this context, seven- and eight-transistors (7T and 8T) bit-cells have been proposed [13-11] that feature a read-mode SNM equal to the hold-mode SNM. In the following, we perform a comparative study of selected SRAM bit cells (Figure 5.8 and 5.9 [10] [12] [13]) working under Ultra-Low Voltage in 32nm CMOS.

All the results are obtained through SPICE simulations using a 32nm CMOS International Semiconductor Development Alliance (ISDA) model card. The sizing was performed and optimized in the same way for all bit-cells.

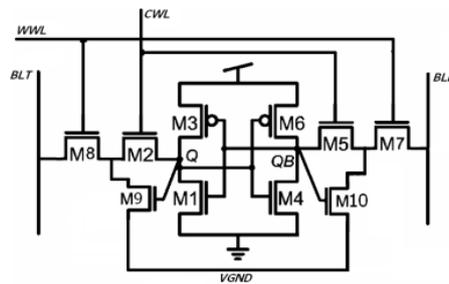


Figure 5.8: 8 The 10T bit-cell in [10]

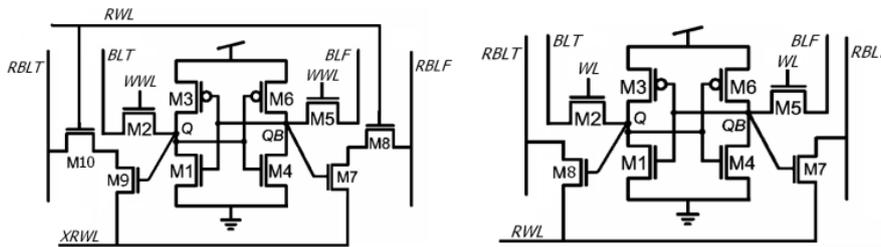


Figure 5.9: 10T in [12] (left) and the zig-zag 8T in [13](right)

The bit-cells have been evaluated on the basis of SNM, WM, Write-Time (WT), Read current and Standby leakage current. All Monte-Carlo simulations are performed with 1024 runs at 300mV supply voltage and in worst-case temperature $[-40^{\circ}, 125^{\circ}]$ and process corners. All criteria have been evaluated at three-sigma process variability.

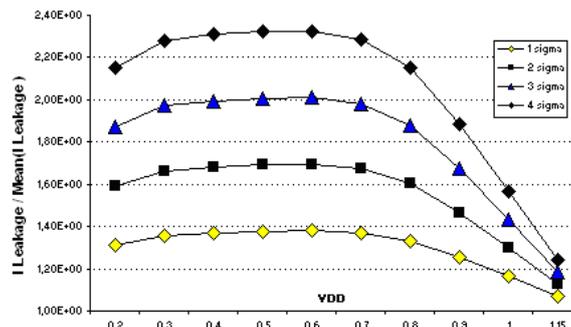


Figure 5.10: Leakage current degradation in the presence of variation with respect to VDD scaling. (at 25°C and TT process corner)

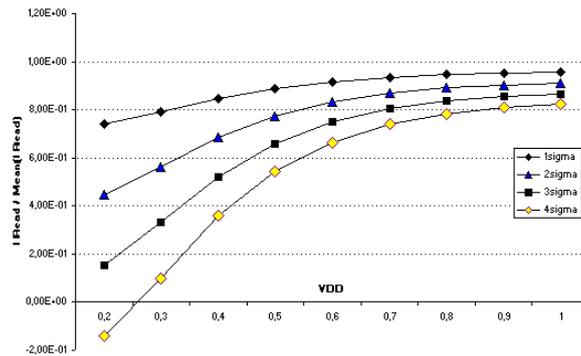


Figure 5.11: Read-current degradation in the presence of variation with respect to VDD scaling. (at 25°C and TT process corner)

As shown in the Figure 5.11 read current degrades significantly because of the large increase in the process variation with voltage scaling down.

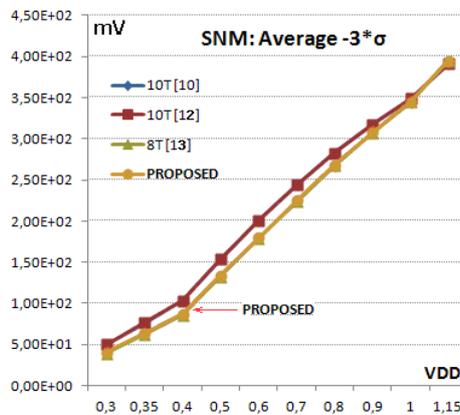


Figure 5.12: Comparison of the SNM for the state-of-the-art ULV bitcells and the proposed 10T bitcell when VDD is scaled.

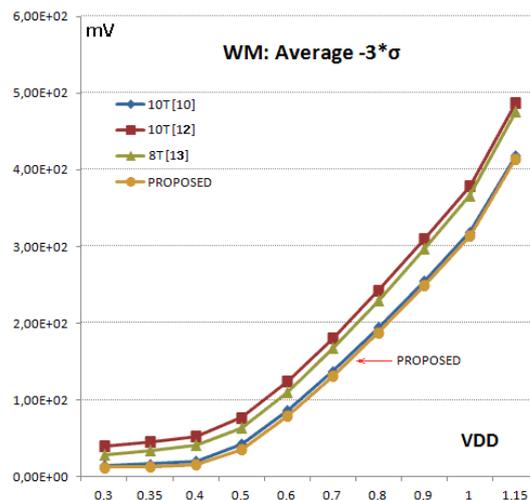


Figure 5.13: Comparison of the WM for the state-of-the-art ULV bitcells and the proposed 10T bitcell when VDD is scaled.

As shown in Figure 5.12 and 5.13, the proposed bit-cell has the same performance as other bit-cells in terms of SNM and WM. In Figure 5.14, we observe a small degradation in term of WT of the proposed and also for bit cell in [10] compared to the rest. This is due to the resistive path formed by two series pass-gates transistors.

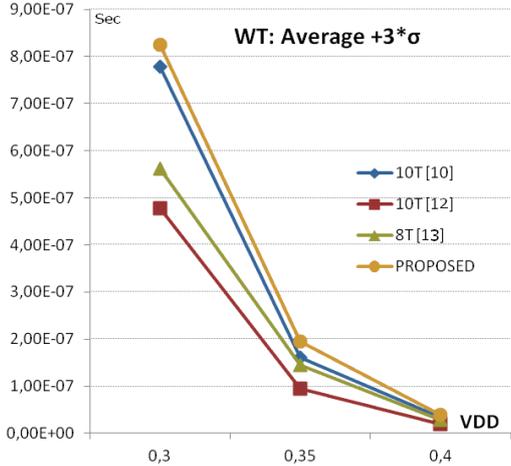


Figure 5.14: Comparison of the Write time for the state-of-the-art ULV bit-cells and the proposed 10T bit-cell when VDD is scaled.

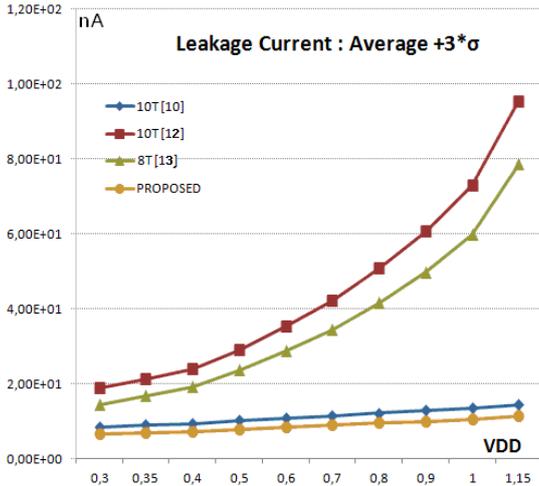


Figure 5.15: Comparison of the leakage current for the state-of-the-art ULV bit-cells and the proposed 10T bitcell when VDD is scaled.

FIGURES OF PERFORMANCE OF VARIOUS BITCELLS

As shown in Figure 5.15, the proposed bit-cell is a better candidate in terms of total leakage current. It is observed that the leakage current is almost constant as a function of the supply voltage. Hence, the proposed bit-cell is able to operate under ULV and also at the nominal voltage without a significant increase in leakage current..

As shown in Figure 5.16, Voltage scaling reduces quadratically the dynamic energy and linearly reduces the leakage power. Since delay increases exponentially, the leakage energy increases and dominates the total energy at low VDD.

➔ At the TT process corner and at 25° C Temperature, the optimal voltage for our proposed bit-cell is equal to 350mV, corresponding to the minimum total energy point.

@ 300mv Worst Case : T° & Process Corner	WT (Avg+3σ) (μs)	ILEAK (Avg) (nA)	WM [mV] (Avg-3σ)	SNM [mV] (Avg-3σ)	ICELL [nA] (Avg)
6T	failed	6.09	failed	failed	failed
10T [10]	0.79	5.54	14.7	49.3	1.83
10T [12]	0.47	10.3	39.8	39.7	1.41
8T [13]	0.53	7.42	28.8	39.4	5.46
Proposed 10T	0.82	4.13	12.3	40.6	5.52

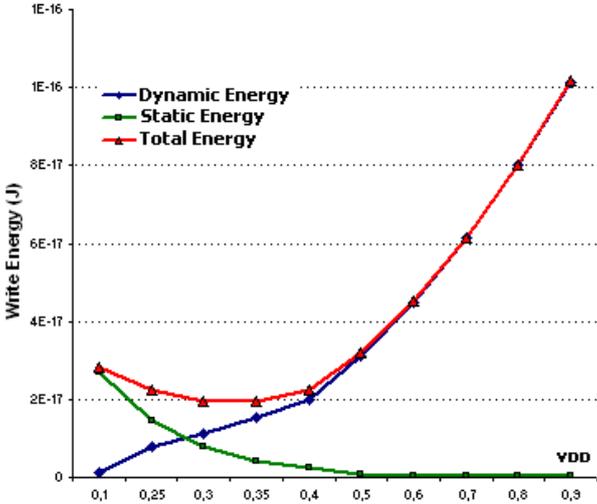


Figure 5.16: Active- and leakage-energy profiles of our SRAM bit cell.

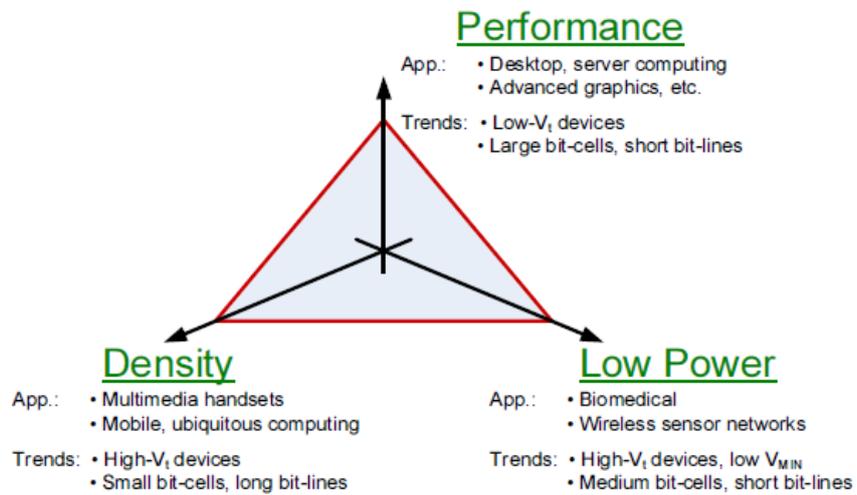


Figure 5.17: SRAM trade-offs.

6. PLANNING

Year 1

- Comparative study of ULV SRAM bitcells. (August-December 2011)
- Designing of 5 SCRIBES in 28nm CMOS Bulk technology in order to demonstrate and to extract the performances of the proposed bit-cell in terms of SNM, read and leakage current. (February-May 2012)
- Participating to the LEON project which consist to develop a 32Kb ULV SRAM L1 Cache in 28nm FDSOI technology working at 100MHz @0.3v and at 1GHz @ 1V (June-July 2012)

Year 2

- ULV SRAM memory will be developed in 65nm LP CMOS technology for Aérospatiale application (August-December 2012)
- 28nm CMOS bulk IC awaited for tests (January –March 2013).
- Redesign of the proposed bit-cell and specifications of the bit-cell periphery (April-June 2013)
- Test of LEON IC (July 2013)

Year 3

- Layout of a second testchip of bit-cells and memory periphery in 28nm bulk CMOS (Sept-Dec 2013)
- Preparation of tests for awaited ICs (January-Feb 2014)
- Manuscript writing in parallel to overall results optimization (Feb – June 2014)
- PhD viva – latest July 2014.

Papers have been already submitted to International Conference dedicated to Advance Memories. Rejection is based on the absence of silicon results. Re-submission is scheduled when substantial results will be available (March 2013).

A patent has been fulfilled so far (number"3": ongoing validation).

7. PROJECTED RISKS

The predictive risks that I must consider are:

- The test at ultra-low-voltage circuit is not common and thus presents a challenging task.
- There is no correlation between CAD and silicon results so far under ULV conditions. This is caused by the bad maturity of the technology (28nm) and the supply voltage that is not regular (350mV instead of 1V).

8. CONCLUSION

In this work we have proposed a 10T bit-cell which helps to alleviate the main limitations in the state-of-the-art and which offer a similar performance in terms of stability (SNM, WM and WT) as the previously ULV bit-cells but superiority is found in leakage current and read current.

Dynamic parasitic power consumption is avoided ("fighting current and power" in half-select cells) thanks to the proposed hard-coding technique.

A novel technique allows stacking a high number of bit-cells per column and allows implementing an effective bit-interleaving technique.

A comparative study was performed for ULV bit cells in 32nm CMOS. Simulations in worst-case corners yield pertinent trade-off architecture. Next step will be the silicon verification of simulation results.

REFERENCES

- [01] K. Masselos, F. Catthoor, C.E. Goutis, and H. Deman, "A systematic methodology for the application of data transfer and storage optimizing code transformations for power consumption and execution time reduction in realizations of multimedia algorithms on programmable processors", *IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems*, 10(4):515–518, Aug 2002.
- [02] M. De Nil, L. Yseboodt, F. Bouwens, J. Hulzink, M. Berekovic, J. Huisken, and J. van Meerbergen, "Ultra Low Power ASIP Design for Wireless Sensor Nodes", In *Proceedings of the IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems (ICECS)*, pages 1352–1355, Dec. 2007.
- [03] G. Declerck, "A look into the future of nanoelectronics", In *Digest of Technical Papers IEEE International Symposium on VLSI Technology*, pages 6–10, June 2005.
- [04] A.J. Bhavnagarwala, Xinghai Tang, and J.D. Meindl, "The impact of intrinsic device fluctuations on CMOS SRAM cell stability", *IEEE Journal of Solid-State Circuits (JSSC)*, 36(4):658–665, Apr 2001.
- [05] Hao-I Yang; Ssu-Yun Lai; Wei Hwang; , "Low-power floating bitline 8-T SRAM design with write assistant circuits," *SOC Conference, 2008 IEEE International* , vol., no., pp.239-242, 17-20 Sept. 2008
- [06] Abu-Rahma, M.H.; Anis, M.; Sei Seung Yoon; , "A robust single supply voltage SRAM read assist technique using selective precharge," *Solid-State Circuits Conference, 2008. ESSCIRC 2008. 34th European* , vol., no., pp.234-237, 15-19 Sept. 2008
- [07] Kamar, Z.; Nepal, K.; , "Noise margin-optimized ternary CMOS SRAM delay and sizing characteristics," *Circuits and Systems (MWSCAS), 2010 53rd IEEE International Midwest Symposium on* , vol., no., pp.801-804, 1-4 Aug. 2010
- [08] Muntz, D.A.; Honeyman, P.; Antonelli, C.J.; , "Evaluating delayed write in a multilevel caching file system," *Distributed Platforms: Client/Server and Beyond: DCE, CORBA, ODP and Advanced Distributed Applications, Proceedings of the IFIP/IEEE International Conference on* , vol., no., pp.415-429, 1996
- [09] A. P. Chandrakasan and R. W. Brodersen, "Minimizing power consumption in digital CMOS circuits," *Proceedings of IEEE*, vol. 83, no. 4, pp. 498–523, April 1995.
- [10] S.K. Jain, K. Srivastva, and S. Kainth. A novel circuit to optimize access time and decoding schemes in memories. In *VLSI Design, 2010. VLSID '10. 23rd International Conference on*, pages 117 –121, 3-7 2010.
- [1011] Haitao Fu, Kiat-Seng Yeo, Anh-Tuan Do, and Zhi-Hui Kong. Design and performance evaluation of a low-power data-line sram sense amplifier. In *Integrated Circuits, ISIC '09. Proceedings of the 2009 12th International Symposium on*, pages 291 –294, 14-16 2009.
- [1] Alice Wang, Anantha P. Chandrakasan and Stephen V. Kosonocky "Optimal Supply and Threshold Scaling for Subthreshold CMOS Circuits" *IEEE Computer Society Annual Symposium on VLSI (ISVLSI.02)*
- [2] S. HANSON ET AL. "Ultra low Voltage minimum energy CMOS" *IBM J. RES. & DEV. VOL. 50 NO. 4/5 JULY/SEPTEMBER 2006*
- [3] Andrei, Petru; Oniciuc, Liviu; , "Suppressing random dopant-induced fluctuations of threshold voltages in semiconductor devices," *Journal of Applied Physics* , vol.104, no.10, pp.104508-104508-10, Nov 2008
- [4] .E. Seevinck, F. J. List, J. Lohstroh, "Static-Noise Margin Analysis of MOS SRAM Cells", *IEEE J. of Sol.-State Circuits*, vol. sc-22, 1987, pp. 748-754
- [5] K. Kim, J. J. Kim, C. T. Chuang, "Asymmetrical SRAM Cells with Enhanced Read and Write Margins", *International Symposium on VLSI-TSA 2007*, pp. 1 - 2
- [6] C.ENZ, E. Vittoz "An Analytical MOS Transistor Model Valid in All Regions of Operation and Dedicated to Low-Voltage and Low-Current Applications" *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, 8 , 83-114 (1995).
- [7] Charles Slayman, "Soft Errors – Past History and Recent Discoveries" *IIRW 2010 IEEE*
- [8] "A Static RAM Says Goodbye to Data Errors" *IEEE February 2004*
- [9] Vikas Chandra, Robert Aitken "Impact of Technology and Voltage Scaling on the Soft Error Susceptibility in Nanoscale CMOS" *2008 IEEE International Symposium on Defect and Fault Tolerance of VLSI Systems*.
- [10] Ik Joon Chang, Jae-Joon Kim "A 32 kb 10T Sub-Threshold SRAM Array With Bit-Interleaving and Differential Read Scheme in 90 nm CMOS"
- [11] B. H. Calhoun and A. Chandrakasan, "A 256 kb subthreshold SRAM using 65 nm CMOS," in *IEEE Int. Solid-State Circuits Conf. (ISSCC) Dig. Tech. Papers, 2006*, pp. 628–629

- [12] T. Song, S. Kim, "Fully-gated ground 10T SRAM bitcell in 45 nm SOI technology" ELEC. LETTERS 1st April 2010 Vol. 46 No. 7.
- [13] Jui-Jen Wu, Yen-Huei Chen "A Large $\sigma V_{th}/V_{DD}$ Tolerant Zigzag 8T SRAM With Area-Efficient Decoupled Differential Sensing and Fast Write-Back Scheme" IEEE, VOL. 46, NO. 4, APRIL 2011.



Laboratoire Ampère

Unité mixte de recherche CNRS

Génie électrique, Electromagnétisme, Automatique, Microbiologie environnementale et Applications

Rapport de première année de thèse

**DETERMINATION DES COEFFICIENTS
D'IONISATION DES MATERIAUX A GRAND GAP
PAR GENERATION MULTIPHOTONIQUE**

Doctorant : Hassan HAMAD

Co-Directeur de thèse : Christophe RAYNAUD

Directeur de thèse : Dominique PLANSON



Sommaire

Introduction.....	2
Chapitre 1 : Etat de l'art des semi-conducteurs à large bande interdite	3
1.1 Cristallographie.....	3
1.1.1 Structure Cristalline du SiC	3
1.1.2 Structure cristalline du diamant	3
1.2 Propriétés physiques	4
1.3 Défauts Cristallins.....	5
1.4 Dopage	6
1.4.1 Dopage dans le SiC.....	7
1.4.2 Dopage dans le diamant	7
1.5 Conclusion	7
Chapitre 2 : Génération multiphotonique dans les semi-conducteurs à large bande interdite.....	8
2.1 Protection d'une jonction PN.....	8
2.1.1 Protection JTE.....	9
2.1.2 Protection par plaque de champ	11
2.2 Coefficients d'ionisation.....	11
2.2.1 Coefficients de multiplication.....	12
2.2.2 Modèles de coefficients d'ionisation dans la littérature.....	12
2.3 Validation de la technique OBIC	13
2.3.1 Génération multiphotonique	14
2.3.2 Simulation OBIC.....	14
2.4 Conclusion	15
Chapitre 3 : Mise en place du banc expérimental OBIC	16
3.1 Description du laser	16
3.2 Caractérisation des diodes.....	17
3.3 Montages utilisés	17
3.3.1 Montage d'amplification.....	17
3.3.2 Montage sans amplification	18
3.4 Résultats des mesures OBIC.....	18
3.5 Conclusion	19
Chapitre 4 : Prospectives.....	21
Conclusion.....	23
Références	24

Introduction

L'électronique de puissance, la clé du progrès au niveau de différents appareils électroniques, ne peut pas s'améliorer sans bien comprendre les caractéristiques et les limites techniques des semi-conducteurs utilisés. A l'instant, on peut dire que le silicium, le semi-conducteur qui domine le marché depuis l'invention de l'électronique de puissance, a été exploité jusqu'à son maximum de rendement. Mais les besoins techniques ne cessent pas de croître, la solution est de chercher d'autres semi-conducteurs : ce sont les semi-conducteurs à large bande interdite qui interviennent. Ces derniers, ayant des caractéristiques électroniques et mécaniques remarquables, sont étudiés et testés depuis quelques dizaines d'années.

Pour bien pouvoir exploiter les semi-conducteurs, il faut essayer de déterminer leurs différents paramètres, et en même temps, il faut bien savoir la cause de claquage qui peut avoir lieu dans le semi-conducteur. En fait, des claquages non prévus peuvent avoir lieu et ils sont dus à des chiffres non précis des paramètres. L'un de ces paramètres c'est le coefficient d'ionisation dans les semi-conducteurs. La détermination de ce paramètre nous aide à calculer le champ électrique critique dans le semi-conducteur et par la suite la tension de claquage. Dans la littérature, il n'y a pas beaucoup de recherches qui donnent ces coefficients et les résultats obtenus sont plus ou moins dispersés. En plus, les techniques utilisées pour la détermination des coefficients d'ionisation varient selon les auteurs. Au laboratoire Ampère, l'étude des semi-conducteurs à large bande interdite a commencé, il y a vingt ans. Pour la détermination des coefficients d'ionisation, une technique OBIC (Optical Beam Current Induced) a été développée pendant les dernières quinze années. Des diodes polarisées en inverse ont été soumises à un laser UV, ce qui a conduit à un photo-courant plus ou moins important selon la position du faisceau optique, la tension de polarisation et le dopage. Cette année, un nouveau laser produisant une lumière verte (532 nm) pulsée avec une densité de puissance allant jusqu'à 100 mW/cm^2 est installé.

Dans les études de ma thèse, deux semi-conducteurs sont à étudier : le carbure de silicium et le diamant. Les travaux de ma thèse sont basés sur le fait de caractériser des diodes réalisées en SiC ou en diamant, puis on fait des mesures OBIC sur ces diodes. La valeur du courant mesuré sera interprétée pour l'extraction des coefficients d'ionisation et la durée de vie des porteurs de charges dans le semi-conducteur. A l'instant, le travail expérimental est concentré sur l'optimisation du rendement du laser.

Ce rapport résume le travail de cette première année, il concerne trois points principaux : le premier est consacré à l'étude de différentes propriétés du carbure de silicium et du diamant. Le deuxième met en évidence le principe de la génération multiphotonique, et l'importance de la protection des périphériques des jonctions PN. Le troisième point est consacré à la partie expérimentale durant cette année. Ce rapport se termine par les perspectives pour la durée restante de la thèse.

Chapitre 1 : Etat de l'art des semi-conducteurs à large bande interdite

Cette thèse s'intéresse à étudier les semi-conducteurs à large bande interdite, en particulier le carbure de silicium SiC et le diamant. Ce chapitre met en évidence leurs propriétés physiques et cristallines, ainsi que les défauts cristallins et les principaux dopants.

1.1 Cristallographie

1.1.1 Structure Cristalline du SiC

Le carbure de silicium existe sous une forme cubique à faces centrées, appelée β , et sous plus de 170 formes hexagonales ou rhomboédriques appelées α . Ces formes cristallines sont appelées polytypes.

La notation la plus connue est celle de Ramsdell. Dans cette notation, on note le polytype NX, où N désigne le nombre de couches constituant la période et X est H (hexagonale), R (rhomboédrique) ou C (cubique), la figure 1.1 représente les trois polytypes les plus connus en électronique. Notons qu'il y a également la notation ABC, la séquence zigzag, la notation de Zhdanov et la notation hk [1].

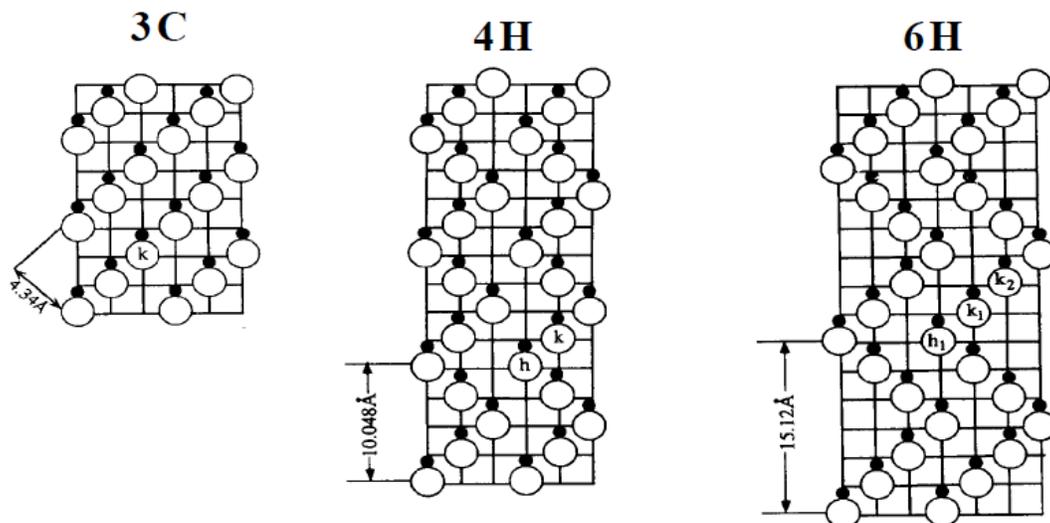


Figure 1.1 : principaux polytypes utilisés pour des applications électroniques (notation de Ramsdell).

1.1.2 Structure cristalline du diamant

Le diamant connu depuis longtemps dans la bijouterie, est purement formé de carbone. Ce dernier, selon l'arrangement de ses atomes entre eux (sp^1 , sp^2 ou sp^3), peut se cristalliser sous plusieurs formes : diamant, graphite, carbone amorphe... En configuration sp^3 , on aura le

diamant. La figure 1.2 montre la structure cristallographique d'une maille élémentaire du diamant : c'est l'interpénétration de deux réseaux cubiques à faces centrées décalés l'un de l'autre de $(\frac{1}{4}, \frac{1}{4}, \frac{1}{4})a$, où a est le paramètre de maille et vaut 3.57 Å [2].

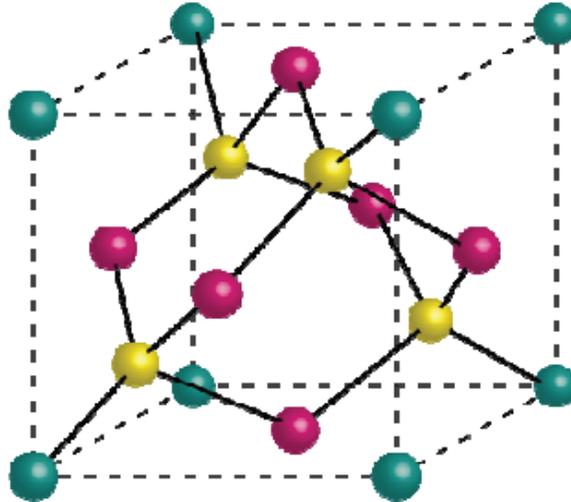


Figure 1.2 : Structure d'une maille élémentaire de diamant.

Selon la nature des impuretés qu'il contient, le diamant est classifié en quatre types Ia, Ib, IIa et IIb. Ces impuretés peuvent être du bore ou de l'azote qui s'incorporent facilement dans le diamant [2].

1.2 Propriétés physiques

Le tableau 1.1 montre différentes propriétés physiques des semi-conducteurs Si, SiC et du diamant (C) [3].

Matériau	E_g (eV)	n_i à 300K (cm^{-3})	ϵ_r	μ_n ($\text{cm}^2/\text{V.s}$)	μ_p ($\text{cm}^2/\text{V.s}$)	E_c (MV/cm)	V_{sat} (10^7 cm/s)	λ_{th} ($\text{W.cm}^{-1}.\text{K}^{-1}$)
Si	1.1	1.5×10^{10}	11.8	1350	600	0.3	1	1.5
SiC-3C	2.2	6.9	9.6	900	40	1.2	2	4.5
SiC-4H	3.26	8.2×10^{-9}	10	1000	115	2.9	2	4.5
SiC-6H	3	2.3×10^{-6}	9.7	380	70	2.7	2	4.5
Diamant	5.45	1.6×10^{-27}	5.5	1900	1600	5.6	2.7	20

Tableau 1.1 : Propriétés physiques de plusieurs semi-conducteurs.

Comme le montre ce tableau, le SiC et le diamant présentent une bande interdite E_g beaucoup plus large que celle du Si. Par suite le nombre des porteurs intrinsèques n_i est beaucoup plus faible ce qui conduit à un champ électrique critique E_c beaucoup plus élevé pour ces matériaux que pour le silicium. De ce fait, on peut fabriquer des composants en SiC de très faible épaisseur et ayant la même tenue en tension. Un autre point qui n'est pas moins intéressant, c'est la vitesse de saturation V_{sat} qui est beaucoup plus élevée pour le SiC et le diamant. La mobilité des porteurs des charges (μ_n , μ_p) dans le SiC représente un point faible qui cause une

augmentation de la résistance à l'état passant. Mais comme les dimensions des composants réalisés en SiC sont plus petites par comparaison avec celles des composants en Si, ce problème peut être résolu. D'autre part, la mobilité des porteurs dans le diamant est la plus élevée parmi les semi-conducteurs. Du point de vue mécanique, la conductivité thermique élevée du SiC et du diamant favorisent le fonctionnement des composants de l'électronique de puissance à haute température. Leur dureté mécanique est encore remarquable ce qui permet de réaliser des substrats plus minces. Comme on remarque, le diamant est très avantageux, mais les étapes technologiques de sa fabrication sont très difficiles et la taille des échantillons en diamant reste très petite. Pour cela, il a été peu étudié dans la littérature.

1.3 Défauts Cristallins

Les semi-conducteurs à large bande interdite ont des propriétés physiques remarquables et pouvant dépasser celles du silicium, mais les défauts cristallins présentent leur principal point faible. Des défauts cristallins étendus ou ponctuels affectent la performance du semi-conducteur : la tenue en tension peut être réduite jusqu'à 50% de sa valeur théorique.

Les micropipes : Ce sont des micro-tubes traversant la longueur du substrat (figure 1.3). Ce type de défauts conduit à un courant de fuite élevé et à une réduction de 50% au niveau de la tension de claquage [4]. La présence de ces défauts a été étudiée puis résolus pendant ces dernières années, la société CREE a pu réaliser des substrats en SiC de 100mm de diamètre sans aucun micropipe [5].

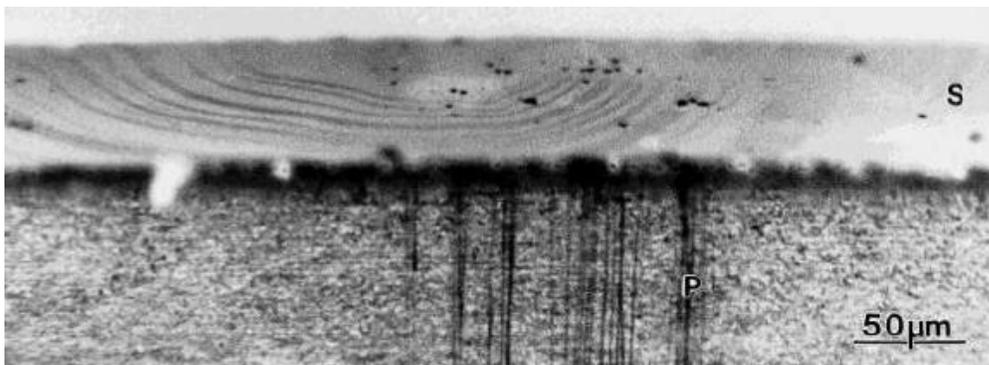


Figure 1.3 : Les micropipes (marqué P)

Les dislocations : Ce sont des imperfections qui se propagent dans une direction dans le semi-conducteur (figure 1.4), elles peuvent affecter la tenue en tension de 30% [6]. Pour l'instant, la densité des dislocations dans les semi-conducteurs à large bande interdite est toujours importante, elle varie entre 10^3 et 10^5 cm^{-2} pour le SiC ce qui limite son marché. Récemment, CREE a pu réaliser des substrats en SiC-4H ayant une densité de dislocations de 425 cm^{-2} [5].



Figure 1.4 : Propagation des dislocations dans les films de diamant déposés par CVD

Les fautes d'empilement : Ce sont des erreurs d'empilement des couches atomiques compactes, par exemple une couche de graphite peut se trouver dans un cristal de diamant, ou une couche de SiC-3C a lieu dans un substrat de SiC-4H (figure 1.5). Ce type de défauts limite la durée de vie des porteurs de charges, et entraîne ensuite une dégradation de la caractéristique directe des composants [7]. Le développement des composants en SiC-4H a permis de réduire ces défauts jusqu'à moins de 10 cm^{-2} [8].

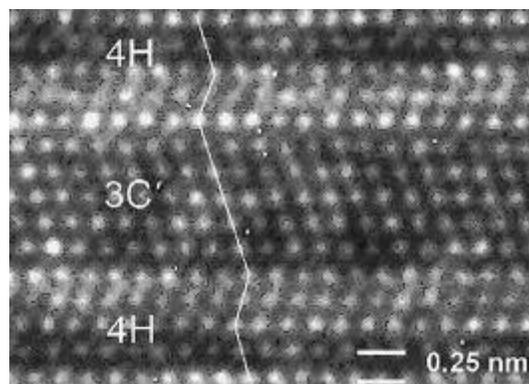


Figure 1.5 : faute d'empilement dans le SiC 4H, une couche cristallisée en 3C prend place dans le cristal.

On peut encore noter d'autres formes de défauts comme les lacunes (un nœud du réseau non occupé par un atome), les interstitiels (un atome remplit un site qui n'est pas un nœud, lorsque c'est un atome du substrat, on parle d'un auto-interstitiel, si ce n'est pas un atome du substrat, on dit que c'est une impureté interstitielle). Pour le SiC, lorsqu'un atome C (respectivement Si) occupe la place d'un atome Si (respectivement C), on parle d'antisite [9].

Les impuretés sont des atomes étrangers qui remplissent des sites interstitiels ou substitutionnels, elles sont introduites de façon involontaire dans le matériau ou de façon volontaire, dans ce cas elles sont appelées des dopants.

1.4 Dopage

L'énergie d'activation des dopants dans le Si est très basse par comparaison aux semi-conducteurs à grand gap, donc il y a une portion des dopants dans les semi-conducteurs à grand gap qui n'est pas ionisée à température ambiante. Nous parlons alors d'une ionisation

incomplète. D'où, nous pouvons déterminer deux paramètres importants pour caractériser le dopage : la solubilité du dopant dans le substrat et l'énergie d'activation du dopant.

1.4.1 Dopage dans le SiC

Les principaux dopants du SiC sont l'azote, le bore et l'aluminium. L'azote (N) est une impureté de type donneur, il a une limite de solubilité très élevée par comparaison avec d'autres dopants donneurs (10^{21} cm^{-3}), son énergie d'activation est très basse (de l'ordre de 0.1 eV) [10].

Pour obtenir le SiC dopé P (accepteur), le dopant le plus utilisé est l'aluminium (Al) qui a la solubilité la plus élevée et un niveau d'énergie d'activation de l'ordre de 0.2 eV qui diminue lorsque la concentration en Al augmente dans le SiC. Un autre dopant accepteur est le bore (B). Il a une solubilité relativement élevée (10^{20} cm^{-3}), et il diffuse plus rapidement dans le SiC, son énergie d'activation est de l'ordre de 0.3 eV [10].

1.4.2 Dopage dans le diamant

Le dopage des films de diamant peut se faire en même temps de leur croissance (in situ) par diffusion ou par implantation ionique. Le principal dopant accepteur est le bore avec lequel on peut aller jusqu'à des concentrations élevées de dopage. Aujourd'hui, des films dopés en bore présentent de bons niveaux de pureté et de faibles taux de dislocations. Mais, on n'arrive pas jusqu'à maintenant à réaliser des films dopés bore épais, ce qui affaiblit leur dureté mécanique.

Pour le dopage de type donneur, le dopant principal est le phosphore, les meilleurs résultats ont été obtenus pour des échantillons d'orientation cristalline (111) où on a pu atteindre des concentrations de l'ordre de 10^{20} cm^{-3} . Mais le problème majeur est l'énergie d'ionisation qui est très élevée (0.6 eV) ce qui implique une très faible concentration de porteurs libres à température ambiante et donc une conductivité très faible. Des essais récents pour doper un diamant d'orientation (100) ont donné une concentration de $5.10^{18} \text{ cm}^{-3}$.

1.5 Conclusion

Les caractéristiques exceptionnelles des semi-conducteurs à large bande interdite nous permettent d'étendre la recherche sur ces matériaux. Leur dureté mécanique et leur conductivité thermique sont très bonnes. Leurs propriétés électroniques sont encore meilleures que celles du Si. La maîtrise des défauts est une phase qui indique les performances du semi-conducteur. De même, le choix du dopant et la méthode de dopage sont intéressants encore. Pour le SiC ces paramètres, on peut le dire, sont bien maîtrisés, pour le diamant quelques difficultés subsistent notamment le dopage de type N. Cela nous oblige à construire des composants unipolaires en diamant tel que les diodes Schottky. Nous trouvons un autre problème concernant le diamant, il n'est pas beaucoup étudié par les auteurs. La littérature est très pauvre en informations caractéristiques du diamant.

Chapitre 2 : Génération multiphotonique dans les semi-conducteurs à large bande interdite

Dans ce chapitre, nous allons parler de différentes méthodes de protection des diodes, nous allons également commencer les études théoriques conduisant à adopter la technique OBIC pour la détermination des coefficients d'ionisation des matériaux semi-conducteurs à large bande interdite. Ainsi, nous allons montrer la validité de cette technique pour des longueurs d'ondes élevées, où on va tomber dans le cas de la génération multiphotonique.

2.1 Protection d'une jonction PN

Dans le cas d'une jonction PN infinie, lorsque la tension en inverse augmente, la valeur du champ électrique maximale augmente. Une fois que le champ atteint le champ électrique critique, on dit qu'on a atteint la tension de claquage. Pour cette valeur de tension, le champ est maximal tout le long de la jonction : on parle d'un claquage en volume. Mais en pratique, la jonction a des extrémités au niveau desquelles le champ de claquage est atteint avant les autres points de la jonction : c'est le claquage local en périphérie (figure 2.1).

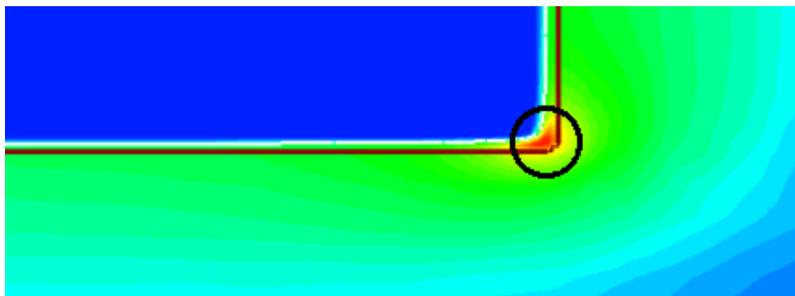


Figure 2.1 : Cas de claquage local à la périphérie de la jonction (marqué par le cercle).

Ce dernier type de claquage diminue les performances sous polarisation inverse des jonctions. L'optimisation des protections aux extrémités de la jonction est impérative pour avoir des tensions de claquage proches du cas idéal (claquage en volume). Pour l'instant, il y a quatre méthodes connues pour la protection des jonctions (figure 2.2) :

- Anneaux de garde : ils sont polarisés grâce à l'extension latérale de la zone de charge d'espace. Ils permettent l'étalement des lignes de champ [11]. Plusieurs paramètres sont à optimiser : la densité de dopage, le nombre et les dimensions des anneaux de garde.
- Plaques de champ : il s'agit d'allonger la métallisation sur un oxyde pour étendre les lignes de champ. Deux paramètres à optimiser : l'épaisseur de l'oxyde et l'extension de la métallisation [12]. Notons que pour ce type de protection, il est très important d'avoir une bonne interface métal/oxyde car la quantité de charge peut affecter l'efficacité de cette protection.

- Protection MESA : une gravure verticale est réalisée à la terminaison de la jonction, ce qui permet d'éviter les forts champs au niveau de la périphérie de la zone P^+ [13]. L'angle de gravure et sa profondeur indiquent la performance de ce type de protection.
- L'extension de la terminaison de la jonction (JTE – Junction Termination Extension) : il s'agit d'ajouter des régions moins dopées ("poches") aux périphéries de la zone plus dopée (émetteur). Plusieurs paramètres influent sur ce mode de protection : l'épaisseur de la poche et sa dose [14].

La protection JTE est la plus utilisée pour les diodes fabriquées en SiC. D'autre part, puisque le dopage N n'est pas favorisé pour le diamant, les diodes réalisées sur diamant sont des Schottky de type P, alors la protection par JTE et anneaux de garde ne sont pas appliqués au type N. Pour les diodes Schottky en diamant la protection adoptée et étudiée est la plaque de champ.

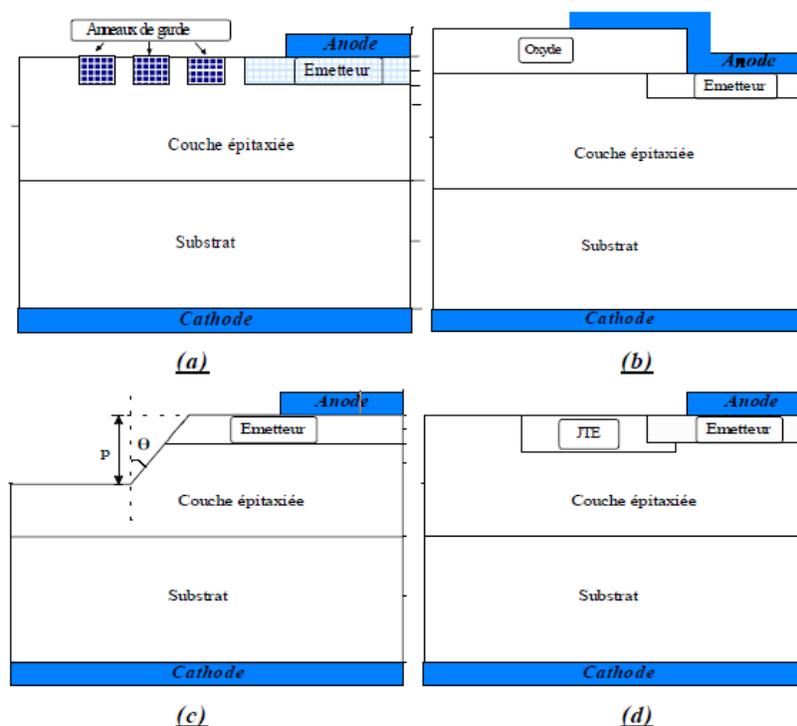


Figure 2.2 : Protections des périphéries : (a) anneaux de garde, (b) plaque de champ, (c) MESA, (d) JTE.

2.1.1 Protection JTE

Comme on a déjà dit, plusieurs paramètres entrent en jeu pour la détermination de l'efficacité de la protection JTE, nous avons utilisé SENTAURUS TCAD pour faire les simulations et déterminer la meilleure protection ajoutée par la poche. La figure 2.3 montre la structure d'une diode verticale protégée par une poche JTE. Les profils de dopages N (épitaxie) et N^+ (substrat) sont constants, ceux des profils P^+ (émetteur) et P (poche) sont des fonctions ERF qui ont à peu près la même forme des profils réels réalisés par des simulations SIMS. Les simulations sont réalisées dans un environnement constitué d'air.

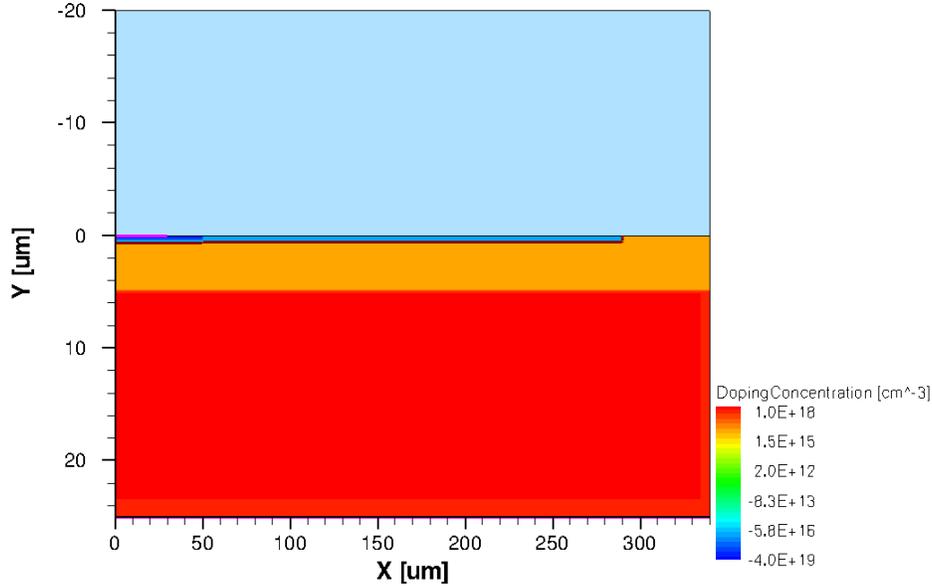


Figure 2.3 : Structure simulée de la diode à protection JTE (le signe "-" de dopage indique le dopage de type P).

Comme le dopage par implantation ionique est difficile pour les faibles dopages, on ne peut pas beaucoup faire varier le paramètre épaisseur de la poche, mais ce qui est le plus intéressant c'est de comparer l'épaisseur de la JTE et celle de l'émetteur, pour cela nous avons fait varier l'épaisseur de l'émetteur et nous avons fixé celle de la JTE. Les résultats de simulations sont montrés dans les courbes de la figure 2.4 pour différentes valeurs de dose de la JTE et pour plusieurs valeurs de l'épaisseur de la JTE.

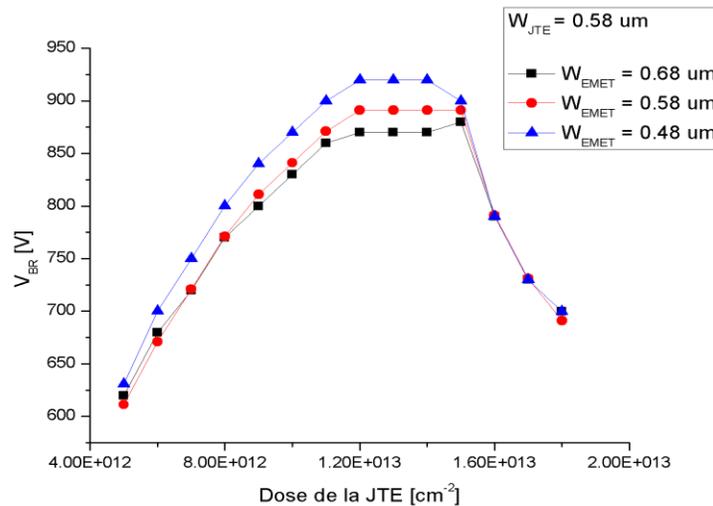


Figure 2.4 : Tension de claquage en fonction de dose de la JTE et de l'épaisseur de l'émetteur par rapport à la JTE.

Ces résultats montrent que la poche de JTE est plus efficace lorsqu'elle est plus épaisse que l'émetteur : en fait une JTE épaisse entraîne une meilleure distribution des lignes de champ au bord de l'émetteur. D'autre part, la valeur de la dose qui donne la meilleure tenue en tension est de $14 \times 10^{12} \text{ cm}^{-2}$, mais pour ne pas prendre de risque à cause de la brusque diminution de la tension de claquage à partir de cette valeur, il est conseillé d'adopter une dose de $13 \times 10^{12} \text{ cm}^{-2}$.

surtout qu'il n'y a pas de grande différence pour V_{BR} pour ces deux valeurs de dose. Des simulations ont été réalisées pour des diodes $N^+/P/P^+$, les résultats étaient similaires à ceux obtenus pour les diodes $P^+/N/N^+$ avec la même méthode de protection.

2.1.2 Protection par plaque de champ

Des simulations étaient déjà réalisées au laboratoire par F. Thion (ex-doctorant), sur des diodes pseudo-verticales fabriquées en diamant avec protection par plaque de champ. La figure 2.5 [4] montre la structure adoptée pour cette protection.

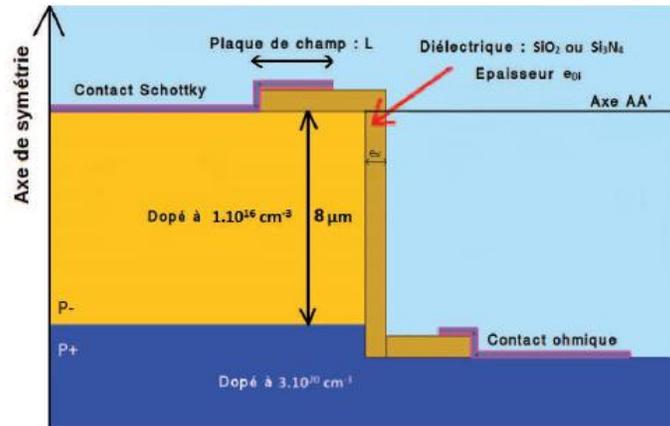


Figure 2.5 : Structure simulée de la diode pseudo-verticale réalisée en diamant.

Dans cette structure, le matériau diélectrique utilisé est le Si_3N_4 qui a donné une meilleure performance par comparaison avec le SiO_2 . Les simulations de différents paramètres ont abouti à une tension de claquage de 1335 V pour une longueur de la plaque de champ de 10 μm , une hauteur d'épitaxie de 8 μm dopée à $10^{16} cm^{-3}$ (ce dopage est relativement élevé car on ne peut pas réaliser en diamant des couches faiblement dopées). L'épaisseur de diélectrique adopté est de 850 nm [15].

2.2 Coefficients d'ionisation

Sous fort champ électrique, les électrons et les trous sont séparés et acquièrent une énergie cinétique et sont ensuite accélérés et ils entrent en collision avec d'autres atomes du réseau, ce qui peut créer de nouvelles paires électrons trous. Ceux-ci sont alors accélérés et causent la répétition de ce phénomène. Le coefficient d'ionisation relatif aux électrons α_n (respectivement les trous α_p) est par définition le nombre des paires créées à partir d'un électron (respectivement trou) par unité de longueur. Ces paramètres sont très intéressants comme caractéristique du matériau, leur détermination nous aide à bien prédire le champ électrique critique et la tension de claquage.

2.2.1 Coefficients de multiplication

Dans le même contexte, on peut définir le coefficient de multiplication comme étant le nombre des porteurs recueillis sur les porteurs injectés dans la zone de charge d'espace. Il y a une relation mathématique qui relie les coefficients d'ionisation et les coefficients de multiplication. Pour une jonction PN comme celle de la figure 2.6, on peut montrer que les coefficients M_n pour les électrons et M_p pour les trous peuvent s'écrire :

$$M_n \approx \frac{1}{1 - \int_0^w \alpha_n(x) \times e^{-\int_0^x [\alpha_n(x) - \alpha_p(x)] dx} dx}$$

$$M_p \approx \frac{1}{1 - \int_0^w \alpha_p(x) \times e^{\int_x^w [\alpha_n(x) - \alpha_p(x)] dx} dx}$$
Eq 2.1

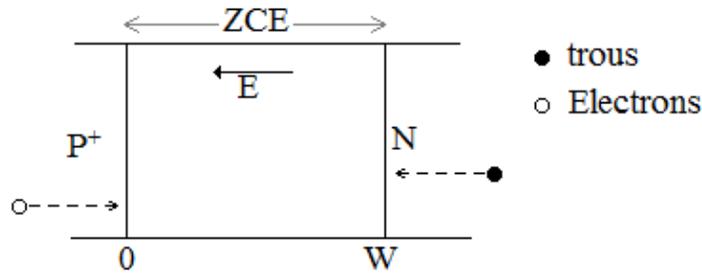


Figure 2.6 : Jonction P+N polarisée en inverse.

Il est remarquable dans l'équation 2.1 que lorsque M_n et/ou M_p deviennent grands, on peut parler alors du phénomène d'avalanche. Ce phénomène est donc fortement corrélé aux intégrales qui apparaissent dans l'expression 2.1. Donc, les intégrales d'ionisation I_p et I_n déclenchent le phénomène d'avalanche une fois qu'elles deviennent égales à 1.

$$I_n = \int_0^w \alpha_n(x) \times e^{-\int_0^x [\alpha_n(x) - \alpha_p(x)] dx} dx$$

$$I_p = \int_0^w \alpha_p(x) \times e^{\int_x^w [\alpha_n(x) - \alpha_p(x)] dx} dx$$
Eq 2.2

2.2.2 Modèles de coefficients d'ionisation dans la littérature

Comme le montrent les équations 2.1 et 2.2, les intégrales d'ionisation sont égales à 1 lorsque le phénomène d'avalanche se déclenche. Cela nous amène à rechercher les valeurs des coefficients d'ionisation. Plusieurs auteurs ont déjà présenté des modèles des coefficients d'ionisation, mais il y a une dispersion des résultats entre les auteurs. Il est clair que les coefficients d'ionisation sont fonction du champ électrique E.

- Modèle de Wolf : il a résolu l'équation de transport de Boltzmann en supposant que l'énergie acquise entre deux chocs avec les phonons est très grande par rapport à celle perdue pendant ce choc. Ce modèle n'est valable que pour les forts champs électriques [16].
- Modèle de Shockley : Shockley a supposé que seuls les porteurs qui n'entrent pas en collision participent à l'ionisation par impact. Pour lui ce sont des porteurs "chanceux", son modèle n'est valable que pour les faibles champs électriques [17].
- Modèle de Baraff : il a pris en compte plusieurs paramètres entrant en jeu : libre parcours moyen L_R , énergie d'ionisation E_i , énergie perdue lors d'une collision avec phonon E_R . Il montre que son modèle est valable pour toute la plage de champ électrique [18,19].

Les différents modèles déjà cités sont rassemblés dans le tableau 2.1.

Auteur	Expression	Description
Wolf	$\alpha = a. \exp\left(-\frac{b}{E^2}\right)$	a et b deux paramètres ajustables
Shockley	$\alpha = b. \exp\left(-\frac{E_i}{qL_R E}\right)$	q : charge électrique élémentaire. L_R : libre parcours moyen. E_i : énergie d'ionisation
Baraff	$\alpha = \frac{1}{L_R} \exp(ax^2 + bx + c)$	$a = 11.5r^2 - 1.7r + 3.9 \times 10^{-4}$ $b = 46r^2 - 11.9r + 1.75 \times 10^{-4}$ $c = -757r^2 + 75.5r - 1.92$ $r = \frac{\langle E_R \rangle}{E_i}, \quad x = \frac{E_i}{qL_R E}$ $\frac{\langle E_R \rangle}{E_R} = \frac{L_R}{L_0} = \tanh \frac{E_R}{kT}$

Tableau 2.1 : Modèles des coefficients d'ionisation trouvés dans la littérature.

2.3 Validation de la technique OBIC

C'est depuis plusieurs années que la méthode OBIC (Optical Beam Induced Current) est utilisée pour faire intervenir des photo-courants dans les jonctions PN. Cette technique est utilisée pour la caractérisation des matériaux. Supposons avoir une jonction PN polarisée en inverse et illuminée avec une source de longueur d'onde λ perpendiculairement à la jonction. Si l'énergie photonique $\hbar\omega$ est supérieure à E_g (bande interdite du semi-conducteur), il y aura des porteurs créés par transition intra-bande, on parle d'une génération intrinsèque. Dans l'autre cas où le faisceau n'est pas suffisamment énergétique ($\hbar\omega < E_g$), des porteurs sont créés par des transitions inter-bande, c'est l'absorption extrinsèque. Si le porteur est créé dans une zone où le champ électrique est élevé, il va être accéléré et il va ioniser d'autres atomes du réseau par choc, et à leur tour ces nouveaux porteurs vont causer cette même action : ainsi un photo-courant est généré.

2.3.1 Génération multiphotonique

Dans cette thèse nous allons prendre en compte le cas d'absorption extrinsèque. La pierre angulaire est alors de montrer qu'on peut photo-générer des porteurs sous la condition que E_g vaut 2 à 3 fois $\hbar\omega$. A ce niveau, Perlin et al. ont pris le cas où n photons interviennent pour passer de la bande de valence "v" à une première bande de conduction "c" et l photons pour passer de "c" à "c1" avec ($l < n$). Ils ont eu les résultats obtenus dans la figure 2.7 dans le cas où n vaut 5 et l vaut 2 [20].

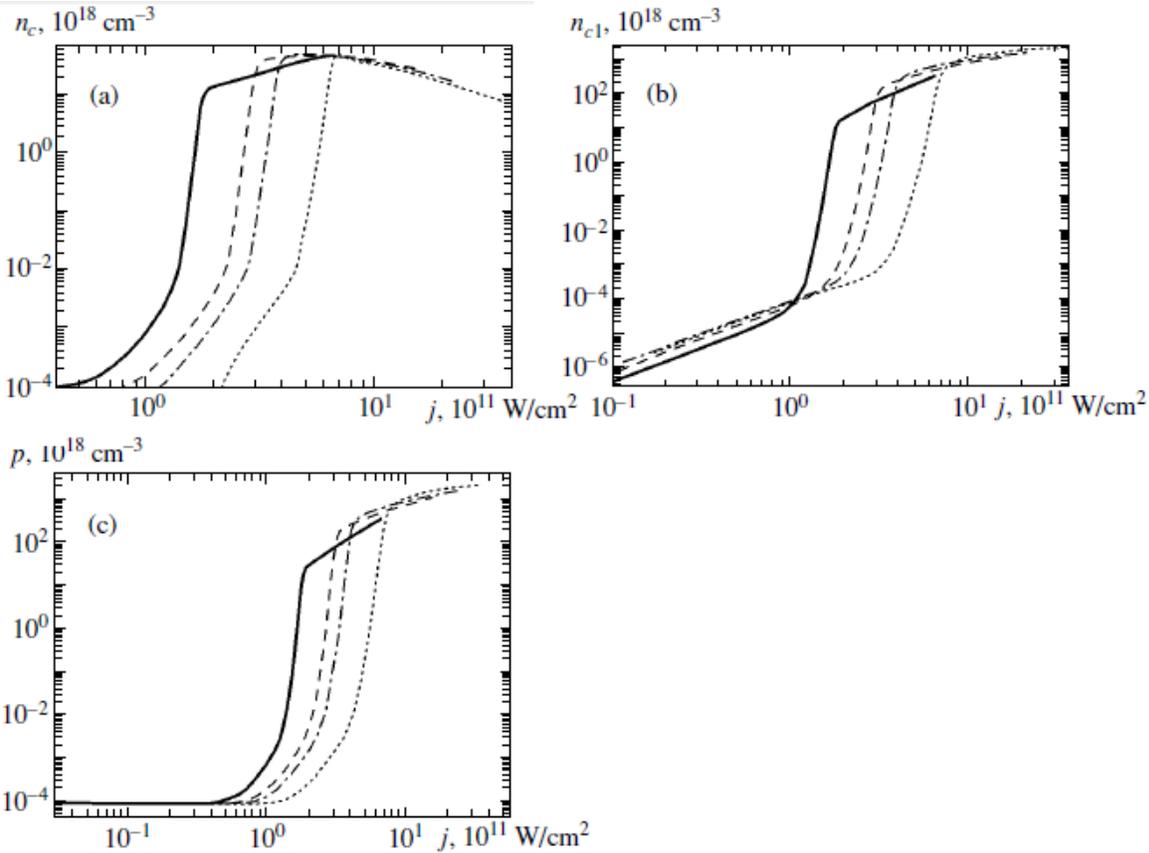


Figure 2.7 : Concentrations en électrons dans les bandes c (a) et c1 (b), et en trous (c) en fonction de l'intensité du faisceau lumineux pour plusieurs durées d'impulsion : 1 ps (ligne continue), 5 ps (ligne interrompue), 10 ps (ligne mixte) et 50 ps (ligne pointillée).

Ces courbes montrent qu'on est capable de créer des porteurs par plusieurs transitions. Une densité de puissance seuil de $10^{11} \text{ W.cm}^{-2}$ (figure 2.7c) déclenche la production des porteurs.

2.3.2 Simulation OBIC

Dans le but de valider le principe de la génération photonique, nous avons fait des simulations dans lesquelles, nous avons éclairé la diode de la figure 2.3 avec un faisceau de diamètre $10 \mu\text{m}$ balayant toute la diode. La longueur d'onde utilisée est de 532 nm , et la densité de puissance est de 100 W/cm^2 . En fait, ces valeurs sont choisies de sorte qu'on soit proche des

caractéristiques du laser dont on dispose. La figure 2.8 montre les résultats de la simulation OBIC.

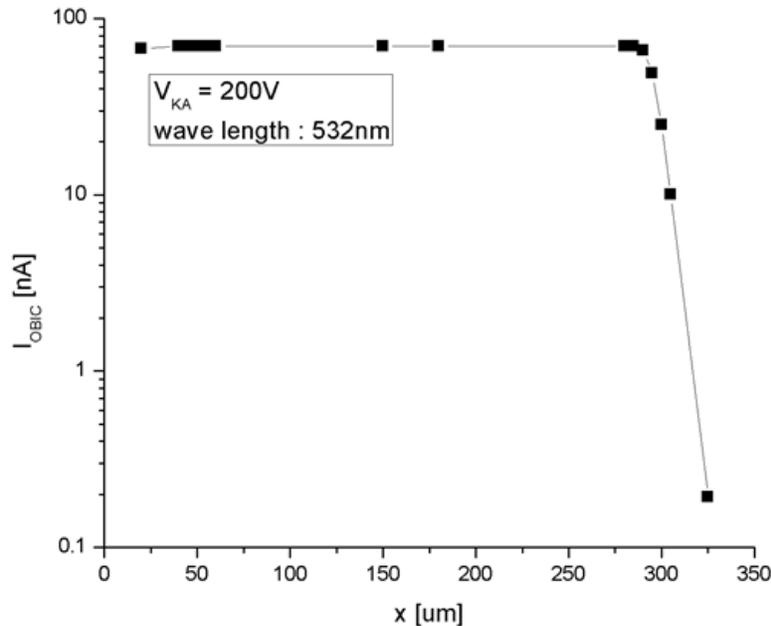


Figure 2.8 : Résultats de simulation OBIC.

Un autre point important que peuvent montrer les mesures ainsi que les simulations OBIC, c'est l'efficacité de la protection : plus le signal est aplati plus on peut dire que c'est une bonne protection, par contre un signal représentant des pics de courant, signifie que la protection n'est pas bonne. En fait le signal OBIC est un miroir du champ électrique, l'existence des pics de courants favorise le phénomène de claquage local. Dans notre cas, selon la figure 2.8, nous pouvons dire que la protection est optimale, les extrémités de l'émetteur et de la JTE sont à 50 et 290 μm respectivement.

2.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié l'intérêt de la protection de la diode, nous avons expliqué les principaux modes de protections surtout la protection par plaque de champ pour les diodes en diamant et par JTE pour les diodes en SiC. Nous avons montré que les valeurs des coefficients d'ionisation déterminent le phénomène d'avalanche. De même nous avons vu que les méthodes utilisant un faisceau lumineux comme la méthode OBIC peuvent être utilisées pour la caractérisation des matériaux même pour une absorption multiphotonique. Dans le chapitre suivant, nous allons décrire le banc expérimental permettant la génération multiphotonique.

Chapitre 3 : Mise en place du banc expérimental OBIC

Ce chapitre est consacré à la partie expérimentale pendant cette année. Un nouveau laser est installé, plusieurs essais ont été réalisés pour une bonne exploitation du laser.

3.1 Description du laser

La figure 3.1 montre le banc expérimental sous deux angles de vision : en haut, une vue de face, en bas une vue de dessus. Il formé d'une source laser suivi d'un atténuateur de puissance. La zone couverte comporte une lentille qui sert à obtenir un faisceau cylindrique. Ensuite le faisceau est dirigé par deux miroirs semi-transparents vers une lentille de focalisation de distance focale de 10 cm. Une caméra aide à visualiser l'espace sous la lentille de focalisation. Les miroirs et la lentille de focalisation peuvent être déplacés par de petits moteurs contrôlés par un ordinateur.

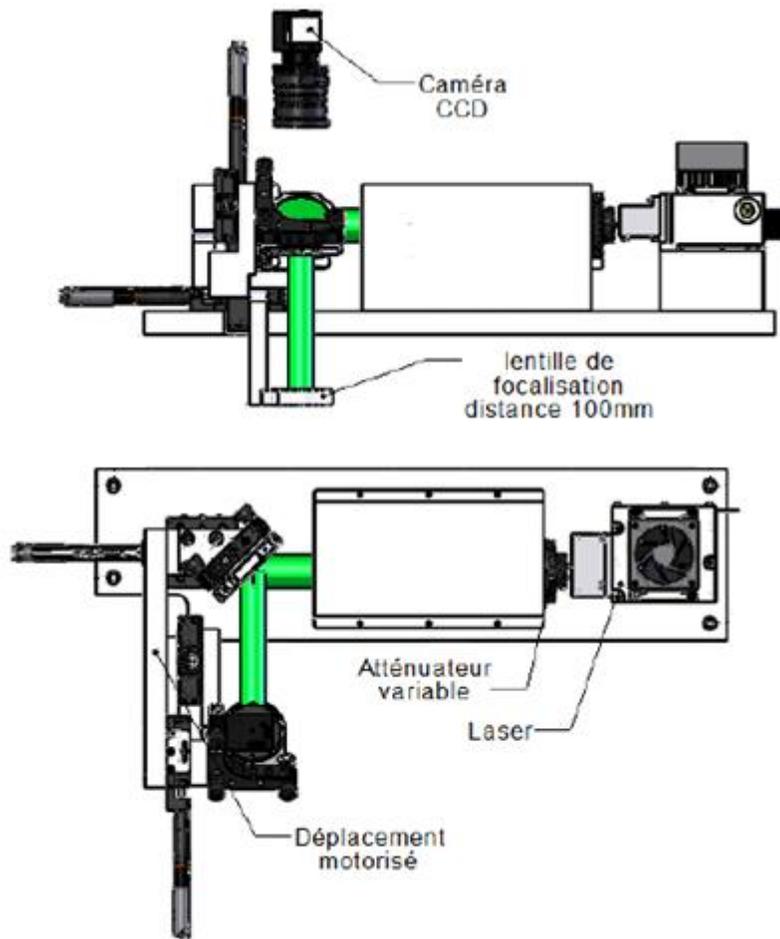


Figure 3.1 : Vue de face du laser (dessin en haut) et vue d'en haut (dessin en bas).

Ce laser produit une lumière verte ($\lambda = 532 \text{ nm}$) en régime pulsé, avec une puissance allant jusqu'à 100 mW. La durée de l'impulsion est 1 ns, et la fréquence des impulsions est de 20 kHz.

3.2 Caractérisation des diodes

Le laser doit éclairer des diodes polarisées en inverse, ce qui nous oblige toujours de caractériser au préalable les diodes en inverse pour s'assurer qu'elles tiennent la tension. Les diodes sont également caractérisées en direct pour s'assurer qu'elles fonctionnent bien. La figure 3.2 montre un wafer des diodes Schottky en SiC caractérisées pour déterminer celles qui fonctionnent bien. Les bonnes diodes sont ensuite utilisées pour les mesures OBIC. Les diodes utilisées jusqu'à présent sont des diodes Schottky SiC verticales avec protection JTE.

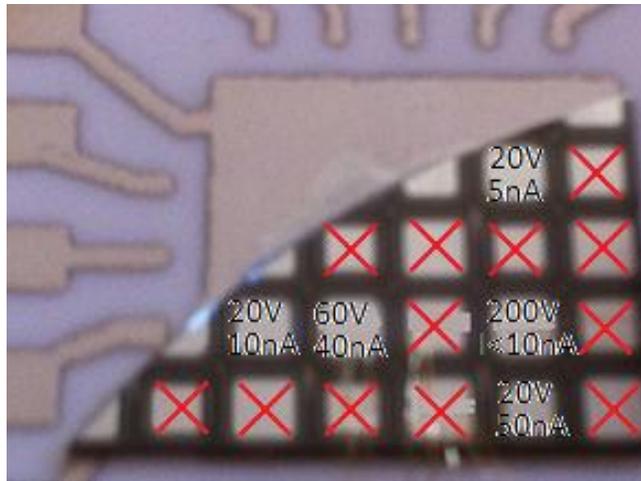


Figure 3.2 : Caractérisations des diodes du wafer 8344236 ("X" : $I > 100 \text{ nA}$ pour $V_{KA} < 5 \text{ V}$).

3.3 Montages utilisés

3.3.1 Montage d'amplification

Dans le but d'avoir une bonne précision dans la mesure, nous avons pensé à amplifier le courant de fuite dans la diode au moyen d'un montage Darlington (montage de la figure 3.3-a) ayant un gain de 83333 permettant de visualiser une tension de 1 V aux bornes de la résistance de 1200Ω , pour un courant de base de 10 nA, il reste linéaire jusqu'à un courant de base de 100 nA. Ce montage était fidèle au niveau de la valeur du courant obtenu. Mais une fois que le laser est éteint (le courant de base s'annule), la tension aux bornes de la résistance décroît exponentiellement et on attend environ 40 ms pour qu'elle soit nulle. Ce qui ne permet pas de visualiser la durée de vie des porteurs dans la diode qui est de l'ordre de quelques ns. Plusieurs traitements ont été essayés, le plus efficace a été d'ajouter une diode Schottky antiparallèle entre la base et la masse et d'amener la résistance vers le côté du collecteur (montage de la figure 3.3-b), ce qui a permis de diminuer le temps de réponse jusqu'à environ 1 ms mais on est toujours très loin de la valeur souhaitée de 1 ns. De plus ce dernier montage ne peut jamais être adopté

parce que si la diode claque, ceci risque de détruire les transistors. Nous avons supposé que toute commutation commandée par courant ne répond pas à notre besoin au niveau de temps de réponse. Nous avons arrêté ce type de montage et nous sommes passés à une mesure directe du courant sans aucune amplification.

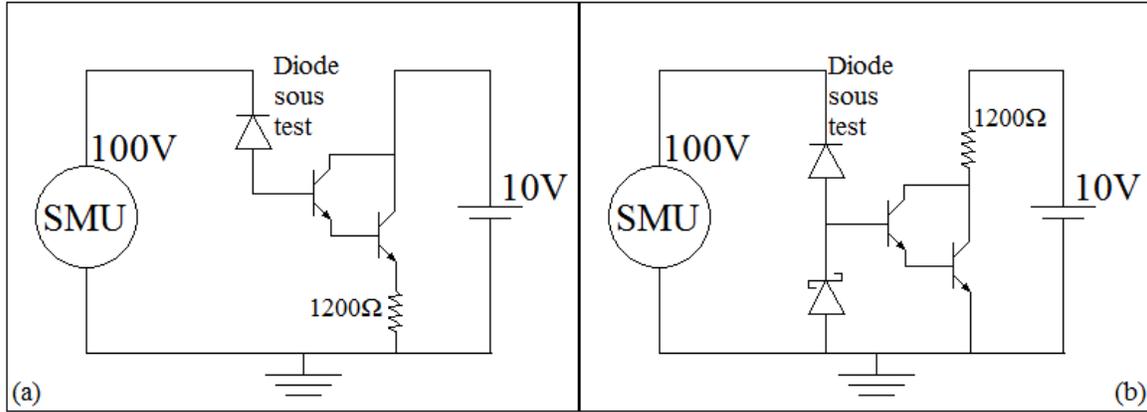


Figure 3.3 : Montages d'amplification utilisés : (a)- sans diode Schottky, (b)- après l'ajout de la diode Schottky.

3.3.2 Montage sans amplification

Puisque le laser est pulsée, le but d'utiliser l'oscilloscope était de mesurer le courant instantané et de pouvoir visualiser la durée de vie des porteurs, non pas seulement la valeur moyenne. Comme l'oscilloscope ne mesure pas de faibles courants, nous avons pensé à l'amplification qui n'a pas donné les résultats souhaités. En plus, les appareils de mesures utilisés au laboratoire permettent de mesurer les courants de l'ordre de quelques nA. Alors nous avons passé à la mesure directe du courant (montage de la figure 3.4) : la SMU (Source Measurement Unit) est la Keithly 237, et la résistance de protection est de 1 MΩ.

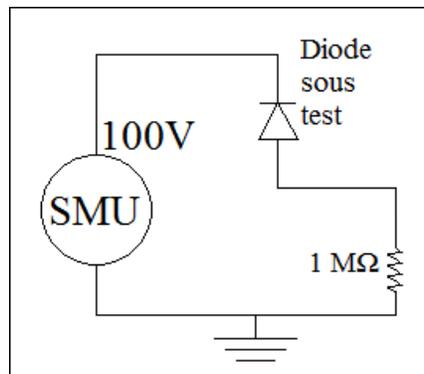


Figure 3.4 : Montage de mesure directe utilisé.

3.4 Résultats des mesures OBIC

La diode soumise sous test est polarisée en inverse et éclairée par le faisceau laser, le courant sera ensuite mesuré en fonction de la position du faisceau sur la surface de la diode. La figure 3.5 montrent les premiers résultats obtenus pour une diode sous 100 V en inverse.

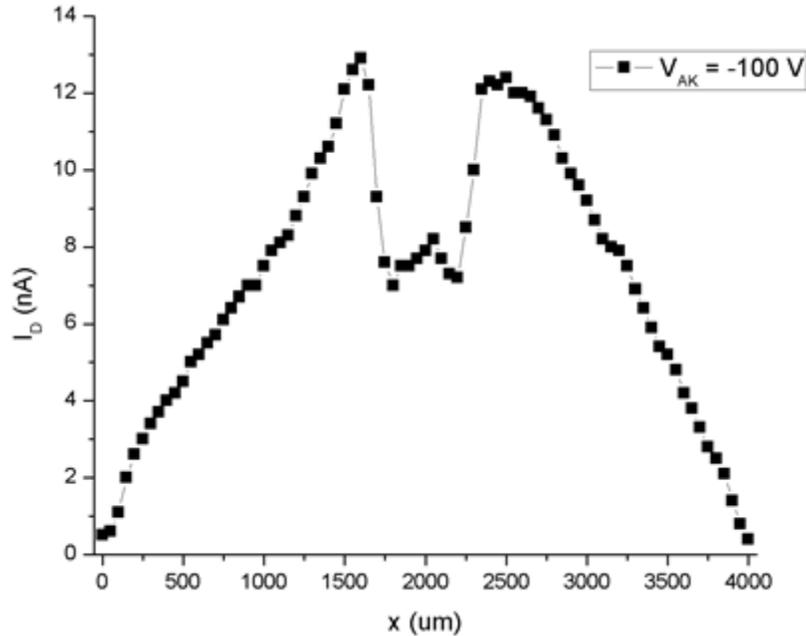


Figure 3.5 : Premier essai de mesure du courant OBIC.

Ces résultats ne sont pas conformes avec ceux prévus, les pics de courant sont prévus aux extrémités de la métallisation (distants de 1.8 mm), en plus le courant est supposé être nul lorsque c'est la métallisation qui est éclairée. Un problème additionnel est rencontré : le spot du laser est très large, on ne peut pas savoir le point d'incidence de façon claire. En variant z , la distance entre la lentille de focalisation et l'échantillon étudié, le courant augmente brusquement lorsqu'on s'approche de la distance focale de la lentille et la diode est détruite.

Pour résoudre ce problème, nous avons proposé d'ajouter deux trous identiques de diamètre de 2 mm. Ces trous sont ajoutés entre la première lentille et le miroir semi-transparent, et ils servent à mieux focaliser le faisceau. Nous avons pu avoir ce qu'on cherche : le spot est devenu beaucoup plus petit et les deux pics sont au niveau des extrémités de la métallisation mais le signal OBIC est fortement atténué il ne dépasse pas les 2 nA.

Récemment, nous avons pu faire des mesures à pleine puissance du laser sans affecter les diodes, et nous avons atteint des valeurs élevées du photo-courant (jusqu'à 100 nA), mais le laser ne doit pas toucher la métallisation de la diode. Cela signifie qu'il faut utiliser des diodes ayant soit une autre métallisation soit une métallisation couverte par une couche de matériau résistant au laser. En plus, nous sommes arrivés à déterminer à l'aide de la caméra la position où tape le laser ayant un diamètre de 20 μm .

3.5 Conclusion

Ce laser est utilisé dans le but de créer des porteurs par génération multiphotonique. Vu les caractéristiques de ce laser et les premiers résultats obtenus, nous pouvons dire que nous avons fait un bon pas vers l'optimisation du banc expérimental. Plusieurs choses restent à faire

pour le succès de la partie expérimentale, comme la métallisation des diodes et la clarté de l'image donnée par la caméra... La mise en place du laser nous permettra de lancer la partie expérimentale de cette thèse.

Chapitre 4 : Prospectives

Ce chapitre met en évidence le travail à faire pendant les deux années restant de cette thèse. Tout d'abord, il faut finir de mettre en place le laser pour pouvoir optimiser nos mesures (prévue d'être réalisée dans deux mois). On commence ensuite par une calibration de la manipulation par caractérisations des composants en SiC qu'on a déjà caractérisés par l'ancien laser (prévue pendant trois mois).

Une phase d'extraction des paramètres du SiC est à faire ensuite, on déterminera les coefficients d'ionisation et la longueur de diffusion, cette dernière est garantie par la mesure du courant OBIC lorsqu'on éclaire au bord de la JTE (prévue pendant deux mois). A la fin de la phase d'extraction des paramètres, nous allons changer l'environnement de la manipulation, le nouveau montage nous permettra de faire des mesures en variant la température (prévue en deux mois). Ce montage nous permettra de faire des mesures OBIC en température pour des composants en SiC (trois mois). Ensuite nous allons passer à la caractérisation des diodes en GaN (trois mois) et en diamant (trois mois), nous allons faire les mesures OBIC et l'extraction des coefficients d'ionisation pour le diamant et le GaN. Pour le diamant, nous allons aborder le problème d'ionisation incomplète des dopants en essayant de les ioniser à température ambiante par le laser (deux mois).

En parallèle avec ces travaux, nous allons lancer des simulations Monte Carlo en utilisant Sentaurus. Ces simulations visent à décrire le silicium, le germanium, le SiC et le diamant (la structure de bande, la mobilité, la vitesse de saturation et les coefficients d'ionisation...).

A la fin de ces travaux une période de quatre mois est fixée pour la phase de rédaction du rapport de cette thèse. Le tableau 4.1 montre de façon temporelle un bilan des travaux à réaliser pendant la thèse.

Axe du temps	Sept. 2012	Oct. 2012	Nov. 2012	Déc. 2012	Jan. 2013	Fév. 2013	Mars 2013	Avr. 2013	Mai 2013	Jun 2013	Juil. 2013	Aout 2013	Sept. 2013	Oct. 2013	Nov. 2013	Déc. 2013	Jan. 2014	Fév. 2014	Mars 2014	Avr. 2014	Mai 2014	Jun 2014	Juil. 2014	Aout 2014	Sept. 2014	
Evénement																										
Montage de la manipulation	■																									
Calibration en SiC		■																								
Extraction des paramètres du SiC			■																							
Modification de l'environnement de la manipulation.				■																						
Mesure en température					■																					
Mesures OBIC pour le GaN								■																		
Mesure OBIC du Diamant									■																	
Ionisation incomplète													■													
Simulations Monte Carlo																										
Rédaction																										
Soutenance de thèse																										

Tableau 4.1 : Bilan du travail à finir pendant la thèse.

Conclusion

Les matériaux semi-conducteurs à large bande interdite deviennent de plus en plus importants dans le domaine de l'électronique de puissance grâce à leurs propriétés électroniques et mécaniques exceptionnelles. Le silicium est bien maîtrisé dans la réalisation des composants. Les difficultés qu'on trouve pour les autres matériaux sont dues au manque de connaissance des paramètres du semi-conducteur.

Dans ce rapport, nous avons présenté les différentes propriétés du SiC et du diamant. Nous avons montré que ces matériaux semi-conducteurs sont beaucoup plus avantageux que le Si. Mais la fabrication de composants à partir de ces semi-conducteurs pose encore des problèmes. Les défauts cristallins et les dopages sont toujours à maîtriser.

Ensuite, nous avons montré le principe de la génération multiphotonique, ainsi que l'intérêt de la détermination des coefficients d'ionisation pour la prédiction du champ de claquage. Nous avons expliqué le phénomène de claquage local aux périphéries des jonctions PN : il est obligatoire d'utiliser une méthode de protection des périphéries pour obtenir des claquages en volume.

Puis, nous avons décrit les travaux de mise en place du banc expérimental laser, plusieurs montages ont été réalisés et testés. Des mesures préliminaires ont été faites sur des diodes Schottky déjà caractérisées en direct et en inverse pour s'assurer qu'elles fonctionnent normalement.

Enfin, un plan prospectif est établi pour le reste des travaux de thèse, il contient les différentes tâches prévues à être réalisées : phase d'optimisation du banc expérimental, suivi d'une phase des mesures pour des diodes en SiC et en diamant, ensuite une période d'analyse des données et d'extraction des caractéristiques des diodes est à finir. En parallèle des simulations Monte Carlo, étant déjà mises en route et visant à la description physique (structure de bande, mobilités des porteurs, coefficients d'ionisation...) des matériaux semi-conducteurs, sont prévues être réalisées à la fin de cette thèse.

Références

- [1] Raynaud C. "Caractérisations électriques de matériaux et composants en carbure de silicium", thèse de doctorat, INSA de Lyon, 1995.
- [2] Civrac G. "Vers la réalisation de composants haute tension, forte puissance sur diamant CVD. Développement des technologies associées", thèse de doctorat, INP – Toulouse, 2009.
- [3] Isoird K. "Etude de la tenue en tension des dispositifs de puissance en carbure de silicium par caractérisations OBIC et électriques", thèse de doctorat, INSA de Lyon, 2001.
- [4] Heindl J. et al. "Micropipes: Hollow Tubes in Silicon Carbide", *phys. stat. sol. (a)* 162, 251 (1997).
- [5] Berkman E. "Defect status in SiC manufacturing", *Materials Science Forum Vols. 615-617* (2009) pp 3-6.
- [6] Neudek P.G. "Electrical Impact of SiC Structural Crystal Defects on High Electric Field Devices", *Materials Science Forum Vols. 338-342* (2000) pp. 1161-1166.
- [7] Zhang Q.J. et al. "Influence of Shockley Stacking Fault Generation on Electrical Behavior of 4H-SiC 10 kV MPS diodes", *Materials Science Forum Vols. 645-648* (2010) pp 331-334.
- [8] Sumarkeris J.J. et al. " Techniques for Minimizing the Basal Plane Dislocation Density in SiC Epilayers to Reduce Vf Drift in SiC Bipolar Power Devices", *Materials Science Forum Vols. 527-529* (2006) pp 141-146
- [9] Nguyen D.M. "Conception et caractérisation de diodes en SiC pour la détermination des coefficients d'ionisation". Thèse de doctorat, INSA de Lyon, 2011
- [10] Lebedev A.A. "Deep Level Centers in Silicon Carbide: A Review", *Fiz tekhnol. poluprovodn* 33, 129-155, 1998.
- [11] Sheridan D.C. et al. "Design and fabrication of planar guard ring termination for high-voltage SiC diodes", *Solid-State Electronics* 44 (2000) 1367-1372.
- [12] Saxena V. et al. "High-Voltage Ni- and Pt-SiC Schottky Diodes Utilizing Metal Field Plate Termination", *IEEE Transactions on Electron Devices*, Vol. 46, NO. 3, March 1999.
- [13] Ortolland S. "Study of Different Edge Terminations Used for 6H-SiC Power Diodes", *J. Phys. III* IYance 7 (1997) 809-818.
- [14] Dheilily N. " Protection périphérique performante appliquée à une diode bipolaire SiC-4H : JTE triple implantée", *JCGE'08 Lyon*, 16 et 17 décembre 2008.

- [15] Thion F. "Conception de protections périphériques applicables aux diodes Schottky réalisées sur diamant monocristallin". Thèse de doctorat, INSA de Lyon, CNRS - LAAS Université de Toulouse, 2012.
- [16] Wolff P.A. "Theory of Electron Multiplication in Silicon and Germanium", *Physical Review*, vol. 95, n°. 6, p. 1415, 1954.
- [17] Shockley W. "Problems Related to P-N Junctions in Silicon". *Solid-State Electronics*, vol. 2, n°. 1, p. 35-60, IN9-IN10, 61-67, Jan. 1961.
- [18] Baraff G.A. "Distribution Functions and Ionization Rates for Hot Electrons in semiconductor", *Physical Review* volume 128, number 6, 1962.
- [19] Crowell C.R. et al. "Temperature Dependence of Avalanche Multiplication in Semiconductors". Bell Telephone Laboratories, Inc. Murray Hill, New Jersey, 1966.
- [20] Perlin E.Y. "Prebreakdown Generation of Nonequilibrium Electron–Hole Pairs: The Multiphoton Avalanche Effect". *Journal of Experimental and Theoretical Physics*, Vol. 101, No. 2, 2005, pp. 357–366.



Unité Mixte de Recherche du CNRS - UMR 5005
Génie Electrique, Electromagnétisme, Automatique, Microbiologie environnementale et Applications

Modélisation de composants magnétiques de puissance avec prise en compte de la température pour le prototypage virtuel de convertisseurs statiques

Rapport de première année thèse

Présenté par Alaa HILAL

Directeur de thèse : Marie-Ange RAULET

Co-directeur : Christian MARTIN

2 Juillet 2012

Table de matière

1 Introduction	3
2 Etat de l'art	4
2.1 Matériaux magnétiques	4
2.2 Effets de la température sur les propriétés matériaux magnétiques	7
2.3 Modèles magnétiques des matériaux.....	8
2.3.1 Modèles magnétiques statiques.....	9
2.3.2 Modèles magnétiques dynamiques	11
2.3.3 Modèles disponibles en simulation de circuit	12
3 Modélisation des composants magnétiques	12
3.1 Introduction	12
3.2 Caractérisation des matériaux magnétiques	14
3.2.1 Caractérisation B-H par hystérésigraphe	14
3.2.2 Caractérisation au pont d'impédance	17
3.3 Identification des paramètres	18
3.4 Implémentation d'un modèle de composant dans un simulateur circuit.....	19
3.4.1 VHDL-AMS	19
3.4.2 Simplorer.....	20
3.4.3 Structure du modèle développé.....	21
3.5 Résultats et Validation	22
3.5.1 Choix de matériau	22
3.5.2 Choix des lois de matériau	22
3.5.3 Simulation et validation du modèle	24
4 Conclusion et Perspectives	27
5 References	28

1 Introduction

Le développement de convertisseurs de puissance est aujourd'hui réalisé à l'aide du prototypage virtuel, dans lequel les logiciels de simulation sont utilisés pour prédire leur comportement sans avoir à investir temps et argent pour construire des prototypes physiques. Le prototypage virtuel rend possible la sélection des composants afin d'optimiser les performances et la fiabilité d'un système. Les matériaux magnétiques jouent un rôle clé dans la conception des convertisseurs de puissance, car ils constituent une part importante dans les filtres passifs et les composants de stockage d'énergie. Ainsi leur modélisation est essentielle afin de garantir un prototype virtuel plus précis de convertisseurs d'électronique de puissance.

L'objectif de cette thèse est de contribuer à ce développement en proposant des modèles de composants passifs, des inductances et de transformateurs en particulier, en tenant compte du comportement non linéaire et dynamique des matériaux magnétiques et de l'influence de la température sur leurs propriétés. Il s'agit d'une continuité du travail commencé depuis plusieurs années au Laboratoire AMPERE en matière de modélisation dynamique des matériaux magnétiques. Nous nous sommes intéressés à mettre en œuvre un modèle de composant magnétique dans un logiciel de simulateur type circuit en prenant en compte la contrainte thermique (température) et électrique (fréquence). À terme, ces modèles de composants magnétiques devront être adaptés à différents types de matériaux magnétiques, en choisissant les modèles statiques et dynamiques appropriés aux matériaux magnétiques à partir de ceux développés au laboratoire AMPERE ou d'autres qui apparaissent plus souvent dans les travaux de modélisation actuels. Enfin l'évaluation de nos modèles de composants magnétiques est possible en les intégrant dans une structure de convertisseur de puissance statique dans le même environnement de simulation.

Ce rapport représente une vue d'ensemble sur la recherche dans ce domaine en plus du travail accompli dans ma première année de thèse. Le deuxième chapitre contient une étude bibliographique concernant les matériaux magnétiques, leur classification et les applications potentielles. Puis, nous présentons une synthèse des modèles statiques et dynamiques de matériaux magnétiques. Nous nous concentrons sur les modèles qui sont utilisés dans les simulateurs de circuits, de plus nous étudions l'influence de la température sur le comportement des matériaux magnétiques. Le troisième chapitre contient le travail effectué pour développer le modèle du composant magnétique. Après l'introduction, dans la section 3.2, nous expliquons le principe de la caractérisation des matériaux magnétiques, y compris

les résultats sur une large plage de température (25 °C à 250 °C) des mesures de cycles d'hystérésis ($B=f(H)$) d'un matériau nanocristallin particulier. La section 3.3 concerne les méthodes d'identification des paramètres des modèles et leur variation en fonction de la température. Dans la section 3.4, nous expliquons la structure modulaire du modèle du composant magnétique et sa mise en œuvre dans le logiciel de simulation de circuits « Simplorer » en utilisant un langage de modélisation VHDL-AMS. Les résultats sont présentés dans 3.5. Le choix du matériau, des lois statiques et dynamiques est justifié et des simulations d'un circuit simple incluant le modèle de composant magnétique élaboré sont présentées. Enfin le quatrième chapitre conclut le rapport et clarifie nos perspectives pour les deux années à venir.

2 Etat de l'art

2.1 Matériaux magnétiques

L'origine du magnétisme réside dans les mouvements de spin et orbitale des électrons qui créent un moment magnétique électronique résultant. Ces moments peuvent avoir différentes directions aléatoires ou sont alignés ensemble pour définir les propriétés magnétiques du matériau. Donc, le comportement magnétique d'un matériau dépend de sa structure, en particulier de sa configuration électronique. La réponse d'un matériau magnétique à un champ d'excitation magnétique appliqué H (A/m) permet de dire si le matériau est magnétique. En considérant l'aimantation macroscopique M (A/m), résultante de cette réponse, les matériaux magnétiques sont classés en cinq grands groupes résumés dans la figure 1. Les matériaux ferromagnétiques et ferrimagnétiques sont généralement ceux que nous considérons comme étant magnétiques. Les trois autres sont si faiblement magnétiques qu'ils sont généralement considérés comme amagnétiques [1]-[3].

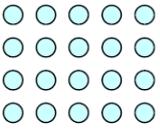
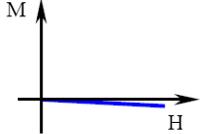
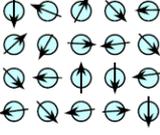
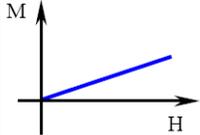
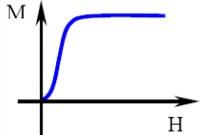
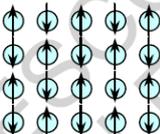
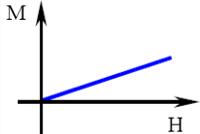
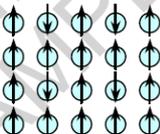
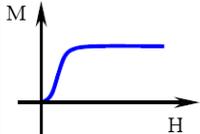
Type	Atomic / Magnetic Behaviour	
Dia-magnetism	 <p>Atoms have no magnetic moment</p>	
Para-magnetism	 <p>Atoms have randomly oriented magnetic moments</p>	
Ferro-magnetism	 <p>Atoms have parallel aligned magnetic moments</p>	
Antiferro-magnetism	 <p>Atoms have anti-parallel aligned magnetic moments</p>	
Ferri-magnetism	 <p>Atoms have mixed parallel and anti-parallel aligned magnetic moments</p>	

Fig. 1. Classification Magnétique des matériaux [1].

La relation entre H et M est définie par (1), où χ est la susceptibilité magnétique.

$$\mathbf{M} = \chi \cdot \mathbf{H} \quad (1)$$

H et M sont liés à l'induction magnétique B (T) par l'équation (2) où μ_0 est la perméabilité du vide $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ et $\mu_r = 1 + \chi$ est la perméabilité relative du matériau.

$$\mathbf{B} = \mu_0(\mathbf{H} + \mathbf{M}) = \mu_0(1 + \chi)\mathbf{H} = \mu_0 \mu_r \mathbf{H} \quad (2)$$

Lorsqu'un matériau ferromagnétique est aimanté dans une direction, il ne revient pas à son état initial lorsque le champ d'excitation est enlevé. L'aimantation est repoussée à zéro par un champ d'excitation dans la direction opposée. Si un champ magnétique alternatif est appliqué au matériau, son aimantation tracera une boucle appelée cycle d'hystérésis (fig 2).

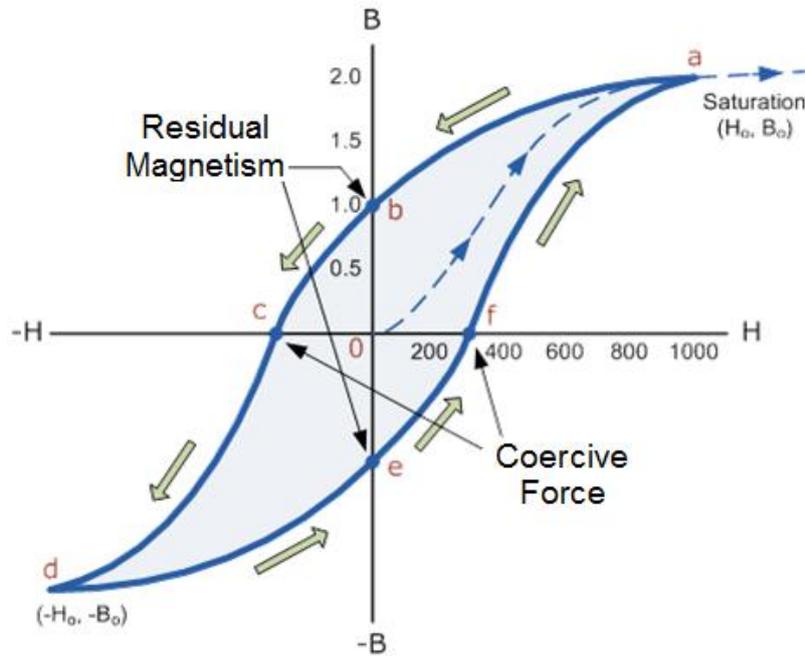


Fig. 2. Cycle d'hystérésis magnétique [4].

Le cycle d'hystérésis de la figure 2 est généré en mesurant le flux magnétique lorsqu'un champ d'excitation magnétique variable est appliqué au sein du matériau. A partir d'un cycle d'hystérésis, un certain nombre de propriétés magnétiques du matériau peut être déterminé comme la perméabilité, l'induction à saturation, l'induction rémanente et le champ coercitif. L'induction rémanente est la densité de flux magnétique qui reste dans un matériau en l'absence de champ magnétique. Le champ coercitif est la valeur du champ d'excitation magnétique inverse qui doit être appliqué à un matériau magnétique pour annuler le flux magnétique.

Les matériaux magnétiques sont classés en deux principales catégories : doux et dur selon la facilité de l'aimantation. Si un matériau est facilement aimanté et désaimanté alors il est considéré comme un matériau magnétique doux, tandis que s'il est difficile à démagnétiser ou à magnétiser alors il est considéré comme un matériau magnétique dur (figure 3). Les domaines d'applications des matériaux magnétiques dépendent de leurs propriétés magnétiques. Les matériaux doux sont principalement utilisés dans la conversion de puissance, l'adaptation de puissance et le transfert du signal. Les matériaux durs sont utilisés comme aimants permanents et dans les applications de stockage de données.

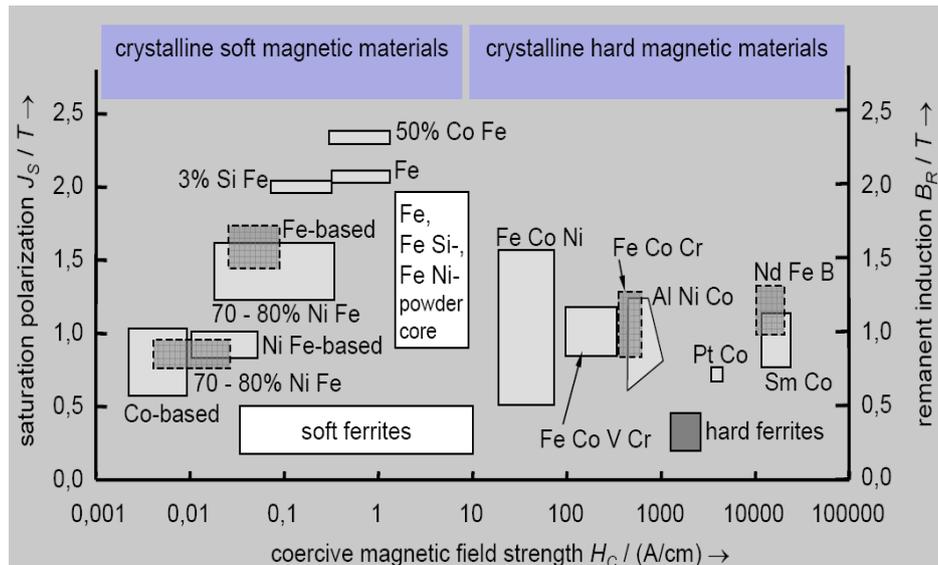


Fig. 3. Classification des principaux matériaux magnétiques [3].

2.2 Effets de la température sur les propriétés des matériaux magnétiques

Les matériaux ferromagnétiques présentent un comportement ferromagnétique seulement au-dessous d'une température critique appelée température de Curie. Au-dessus de cette température, les moments magnétiques sont orientés de façon aléatoire, résultant en une aimantation macroscopique nulle et le matériau présente un comportement paramagnétique [5]. Cette température dépend de la substance, mais son ordre de grandeur est d'environ 1000 K pour le fer (Fe) et le cobalt (Co) [6]. Cette température peut être cependant beaucoup moins importante dans d'autres alliages.

La température influe sur le comportement magnétique du matériau en modifiant ses propriétés magnétiques [7]. Une variation des grandeurs magnétiques (perméabilité relative, induction à saturation, champ coercitif) en fonction de la température existe. La figure 4, présente un exemple de variation de la perméabilité et de l'induction à saturation d'un matériau nanocristallin (NANOPERM®) et d'un matériau ferrite (N67 et T38) en fonction de la température [8]. Pour ces deux matériaux l'induction à saturation diminue avec la température, tandis que la variation de leur perméabilité en fonction de la température varie différemment. La perméabilité relative du matériau nanocristallin diminue lorsque la température augmente alors que celle du ferrite diminue. Un autre exemple (figure 5) montre la variation du champ coercitif d'un matériau ferrite de type Mn dopé en cobalt en fonction de la température en considérant plusieurs échantillons ayant des pourcentages de Mn différents. Nous notons que le champ coercitif de tous les échantillons diminue lorsque la température augmente.

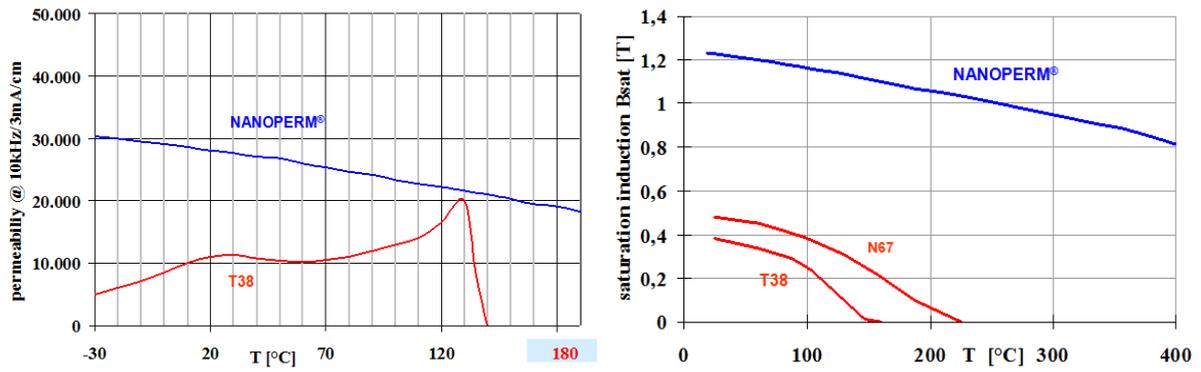


Fig. 4. L'induction de saturation (gauche) et la perméabilité (à droite) en fonction de la température [8].

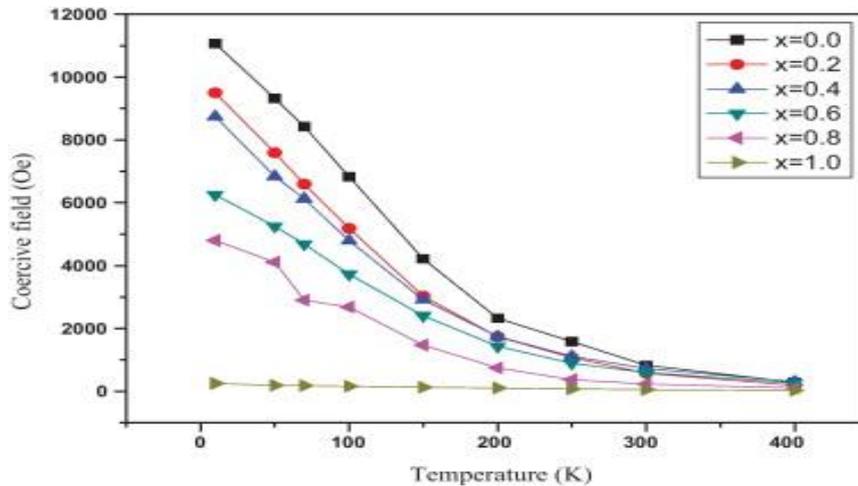


Fig. 5. Variation de champ coercitif de $Mn_xCo_{1-x}Fe_2O_4$ [9].

Puisque les caractéristiques des matériaux magnétiques sont fortement affectées par la température, la performance des systèmes électriques contenant des composants magnétiques dépendra également des conditions thermiques d'utilisation.

La variation des propriétés magnétiques en fonction de la température est constatée expérimentalement et doit être prise en compte avant d'introduire les matériaux dans les composants et les applications.

2.3 Modèles magnétiques des matériaux

La production efficace et la conversion de l'électricité est liée aux performances des matériaux magnétiques. Ces matériaux jouent un rôle clé dans le développement de convertisseurs d'électronique de puissance où on les trouve dans les filtres et les composants de stockage d'énergie. La modélisation des matériaux magnétiques est une étape importante afin de prédire leur comportement dans des conditions d'exploitation variables [10]-[12]. Différents modèles statiques et dynamiques de matériaux peuvent être utilisés pour décrire le comportement hystérétique d'un matériau magnétique.

2.3.1 Modèles magnétiques statiques

Un large choix de modèles statiques magnétiques existe pour décrire le comportement du matériau dans les basses fréquences. Certains d'entre eux sont purement analytiques, comme les modèles de Rayleigh [13], Fröhlich [14] ou en encore le modèle polynomial par morceau qui sont simples à mettre en œuvre mais qui n'ont pas de fondement physique et ne sont pas irréversibles. D'autres modèles sont fondés sur des considérations phénoménologiques et statistiques tels que le modèle de Preisach-Néel [15] qui a besoin d'une fonction de distribution et un grand nombre de données expérimentales.

Enfin, il existe d'autres modèles statiques qui sont basés sur des principes physiques. Le plus connu est le modèle de Jiles-Atherton [16] introduit en 1983. Un modèle plus récent appelé «modèle chimique» [17] mis au point au G2Elab est basé sur une analogie magnétique-thermodynamique.

- Modèle de Jiles-Atherton

Le modèle de Jiles-Atherton est largement utilisé pour la modélisation des caractéristiques non linéaires de l'hystérésis magnétique. Ce modèle utilise cinq paramètres pour décrire le cycle B-H. De nombreux travaux portant sur le processus d'identification de ces paramètres existent [18]-[21].

Dans le modèle de Jiles-Atherton, l'aimantation est composée de deux termes : une composante liée au processus irréversible et une autre liée au comportement réversible (4). La composante irréversible représente le mouvement irréversible des mouvements de parois. L'aimantation réversible correspond au mouvement réversible de la paroi (mouvement de flexion).

$$M = M_{irr} + M_{rev} \quad (4)$$

Les variations de l'aimantation irréversible et réversible en fonction de H_e sont définies respectivement par les équations suivantes

$$\frac{dM_{irr}}{dH_e} = \frac{(M_{an} - M_{irr})}{k\delta} \quad (5)$$

$$M_{rev} = c(M_{an} - M_{irr}) \quad (6)$$

Où M_{an} et H_e sont définis par les équations suivantes :

$$M_{an} = M_s \left[\coth\left(\frac{H_e}{a}\right) - \frac{a}{H_e} \right] \quad (7)$$

$$H_e = H + \alpha M \quad (8)$$

Enfin, une équation générale du modèle est donnée par:

$$\frac{dM}{dH} = \frac{(1-c) \frac{dM_{irr}}{dH_e} + c \frac{dM_{an}}{dH_e}}{1 - \alpha c \frac{dM_{an}}{dH_e} - \alpha(1-c) \frac{dM_{irr}}{dH_e}} \quad (9)$$

Ainsi, les cinq paramètres du modèle de Jiles-Atherton à déterminer sont les suivants:

M_s : aimantation à saturation

α : coefficient qui traduit l'interaction entre les domaines magnétiques.

a : facteur de forme de Langevin.

c : coefficient de réversibilité.

k : facteur de pertes.

- Modèle polynomial par morceaux

Ce modèle statique ne représente pas le phénomène d'hystérésis dans les matériaux. C'est un modèle purement mathématique limité aux matériaux à très faible champ coercitif. La densité de flux magnétique est liée au champ d'excitation magnétique dans le matériau par une fonction polynomiale par morceaux [22]. La saturation est modélisée par un polynôme d'ordre 1, de pente μ_0 et la zone centrale de la courbe d'hystérésis est modélisée par un polynôme d'ordre n, comme le montre la figure 6.

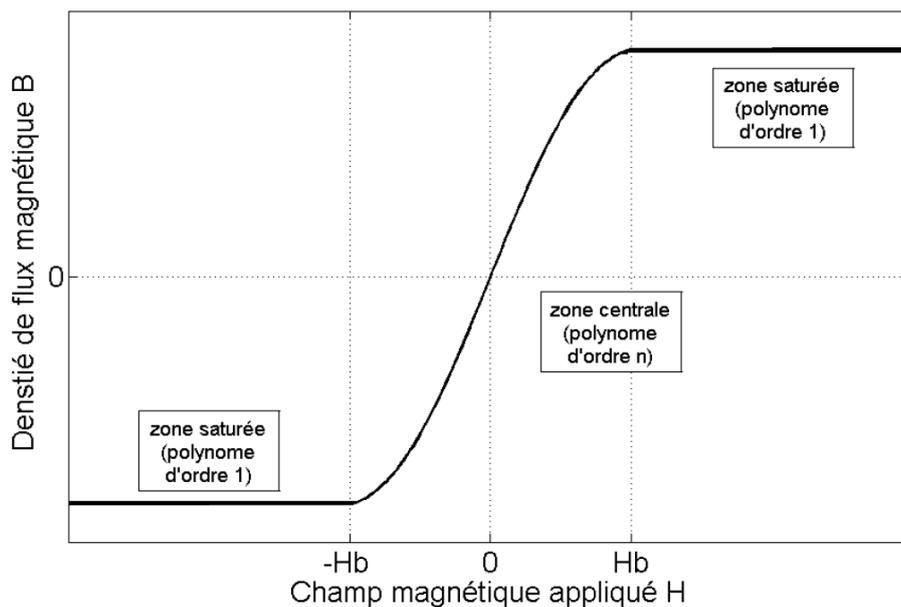


Fig. 6. Modèle Polynomial par morceaux.

H_b est la valeur de H nécessaire pour atteindre la saturation. Ce modèle est défini par les équations suivantes:

$$B = \begin{cases} \mu_0(H - H_b) + P(H_b) & \text{if } H \geq +H_b \\ P(H) & \text{if } |H| < H_b \\ \mu_0(H + H_b) - P(H_b) & \text{if } H \leq -H_b \end{cases} \quad (10)$$

Où P est un polynôme défini sur \mathbb{R} de telle sorte que:

$$P(X) = \sum_{i=0}^n p_i X^i$$

La précision et le nombre de paramètres de ce modèle dépendent de l'ordre n du polynôme central. L'ordre du polynôme est choisi sur un compromis entre rapidité de calcul et précision.

2.3.2 Modèles magnétiques dynamiques

Lorsque les matériaux magnétiques sont soumis à un champ magnétique variable, le cycle d'hystérésis B - H du matériau « gonfle », ce qui traduit l'apparition de pertes dues à l'augmentation de la fréquence. Ces pertes ne sont pas prises en compte par les modèles magnétiques statiques. Il est alors nécessaire d'avoir recours à des modèles dynamiques pour représenter le comportement dynamique des matériaux magnétiques. Au laboratoire Ampère, trois modèles dynamiques sont disponibles :

- Dynamic Static Feedback model (DSF)
- Diffusion and Wall Motion model (DWM)
- Fractional Derivative Model (FDM)

Ces trois modèles sont basés sur le principe de la séparation de pertes. Le phénomène d'aimantation est décrit comme la somme des contributions statique et dynamique. Chacun de ces modèles dynamiques a besoin d'un modèle magnétique statique pour représenter la contribution statique [23] - [26]. Dans ce rapport, je vais présenter le modèle DSF que j'ai eu l'occasion d'utiliser.

- Dynamic Static Feedback (DSF)

Ce modèle, développé par le laboratoire AMPERE, représente les différents effets dynamiques développés dans le matériau magnétique en utilisant l'équation différentielle du premier ordre (11) où H est le champ d'excitation magnétique lié au courant par le théorème

d'Ampère, B est la densité de flux moyenne à travers la section de l'échantillon et $H_{\text{stat}}(B)$ est la loi statique du matériau.

$$H(t) = H_{\text{stat}}(B(t)) + \gamma \cdot \frac{dB(t)}{dt} \quad (11)$$

Le modèle DSF ne nécessite qu'un seul paramètre γ qui représente les effets liés aux courants de Foucault et aux mouvements des parois, ainsi que le modèle magnétique statique précédemment présenté. Ce modèle est valable dans le cas où l'effet de peau est négligeable. Les avantages de ce modèle se résument dans son faible nombre de paramètres, le temps de calcul rapide, sa réversibilité et la représentation temporelle qu'il permet.

2.3.3 Modèles disponibles en simulation de circuit

« Parmi les modèles comportementaux de matériaux magnétiques utilisés dans les simulateurs de circuits de puissance, on retrouve généralement le modèle de Jiles-Atherton (SPICE, Simplorer et Saber), le modèle de Chan-Vladirimescu [27] (I-Spice) et le modèle Preisach Hodgdon [28] (Saber) » [10].

Le choix d'un modèle de matériau magnétique approprié pour une utilisation dans une simulation type circuit se résume en une variété de facteurs, notamment la facilité de mise en œuvre, la précision, le temps simulation et une bonne convergence. Le modèle de Jiles-Atherton est très largement utilisé car il répond généralement à ces exigences. Il est mis en œuvre en utilisant des équations simples avec des paramètres ayant des justifications physiques. Ceci est important lorsque la dépendance en température des paramètres est prise en considération. Le modèle Hodgdon serait particulièrement utile dans les applications dépendant de la fréquence. Le modèle de Preisach sert principalement pour l'analyse par éléments finis, mais n'a pas été largement utilisé pour la simulation de circuit

3 Modélisation des composants magnétiques

3.1 Introduction

La modélisation des composants magnétiques utilisée dans la simulation de circuits électriques peut prendre plusieurs formes. La première approche qui est généralement utilisée considère chaque composant magnétique comme un composant idéal linéaire. Dans ce cas, des bobines avec des coefficients de couplage sont employées. Cette méthode ne permet pas une modélisation précise et réaliste du comportement du composant magnétique.

Une autre approche consiste à modéliser un enroulement qui permet d'assurer l'interface entre les domaines électriques et magnétiques, puis de définir des modèles de base pour le matériau constituant le noyau. Cette méthode permet la modélisation structurelle des composants magnétiques en utilisant des modèles avec des composants répartis.

Nous choisissons l'aide de la seconde approche pour développer un modèle de composant magnétique général, pour la mise en œuvre dans le logiciel de simulation de circuit (Simplorer) [29] en utilisant un langage de description hardware (VHDL-AMS) [30]. La structure de ce composant est montrée à la figure 7. Cette structure permet de considérer tout type de matériau magnétique en choisissant les lois d'hystérésis statique et dynamique du matériau appropriées. Les influences des conditions de fonctionnement dynamiques et de l'effet de la température sont prises en compte. Les lois statiques et dynamiques sont définies pour décrire les propriétés magnétiques, de plus les caractéristiques géométriques de l'échantillon permettent de relier les grandeurs électriques et magnétiques dans le composant. Le champ magnétique H appliqué sur la surface de l'échantillon et la densité de flux moyenne B sur la section transversale du noyau sont disponibles en tant que sorties du modèle.

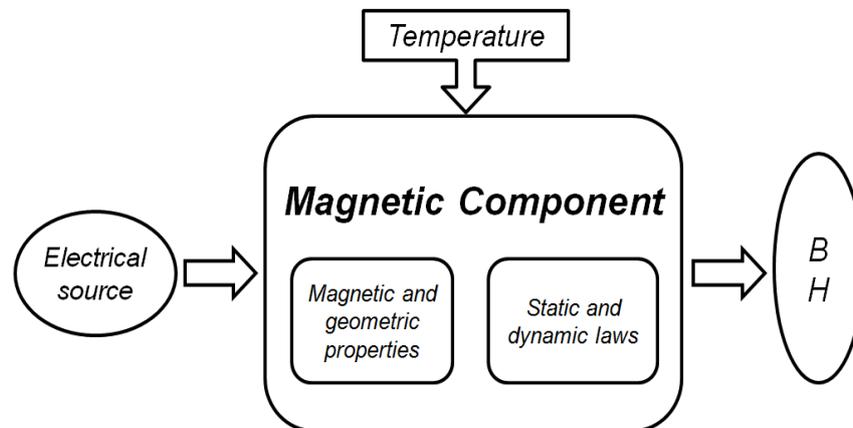


Fig. 7. Structure du Modèle.

La caractérisation du matériau magnétique est indispensable d'une part pour le choix approprié des lois statiques et dynamiques qui sont en mesure de représenter le comportement du matériau, d'autre part, pour prédire l'influence de la température sur le matériau et enfin, pour identifier les paramètres des modèles. A partir de la caractérisation des propriétés magnétiques, nous pouvons en déduire les variations de la perméabilité relative, de l'induction à saturation et du champ coercitif en fonction de la température. La section suivante présente les principes de la caractérisation des matériaux magnétiques.

3.2 Caractérisation des matériaux magnétiques

Les matériaux magnétiques peuvent être caractérisés à l'aide de plusieurs méthodes. Dans le groupe "matériaux" du laboratoire Ampère, nous utilisons principalement la mesure des cycles B-H avec un hystérésigraphe pour des fréquences jusqu'à 15 kHz et la caractérisation en petit signal par mesure d'impédance dans la gamme de fréquence [40 Hz – 110 MHz].

3.2.1 Caractérisation B-H par hystérésigraphe

- Principe de la caractérisation

Cette méthode permet l'obtention de la courbe d'hystérésis B-H d'un matériau magnétique dans des conditions de fonctionnement quelconques à des fréquences différentes. Un matériau de forme toroïdale avec deux enroulements, les spires primaires N_1 et de spires secondaires N_2 (semblables à une structure de transformateur) est utilisé comme le montre la figure 8. Nous imposons un courant dans le premier enroulement qui crée un champ magnétique sur la surface du matériau lié par le théorème d'Ampère (12). L'induction est mesurée par intégration de la tension dans le deuxième enroulement (13).

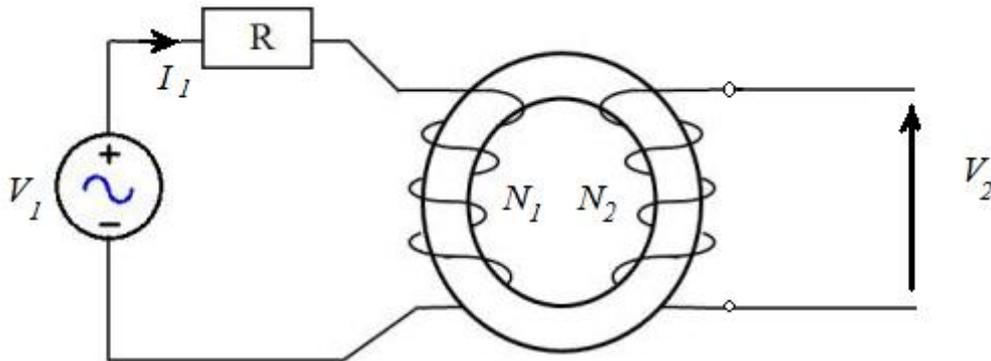


Fig. 8. Principe de la caractérisation B-H

$$H(t) \cdot l = N_1 \cdot i_1(t) \quad (12)$$

$$v_2(t) = N_2 \cdot s \cdot \frac{dB(t)}{dt} \quad (13)$$

Où « l » est la longueur moyenne du circuit magnétique, et « s » est la section transversale du tore.

- Banc de caractérisation

Le banc de caractérisation décrit par la figure 9 est composé des éléments suivants:

- ✓ PC de pilotage
- ✓ Générateur (GBF)

- ✓ Un rhéostat (limitation du courant) et une résistance shunt (mesure du courant primaire)
- ✓ Amplificateur (AE TECHRON 200V/10A or KEPCO)
- ✓ Carte d'acquisition
- ✓ Intégrateurs analogiques et numériques
- ✓ Four SNOL 30/1100
- ✓ Thermocouples (type K ou N)

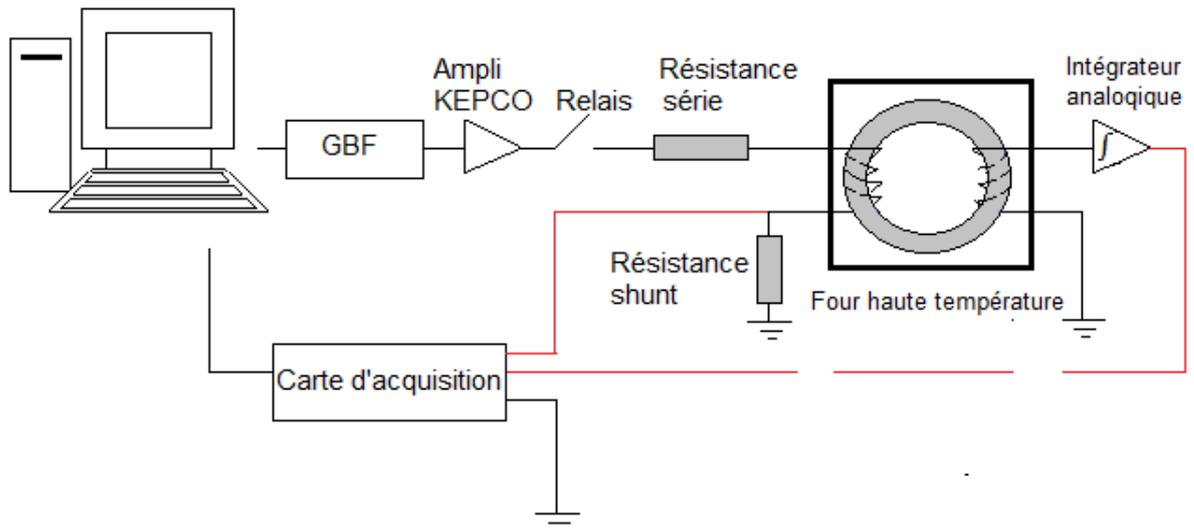


Fig. 9. Banc de caractérisation B-H

- Caractérisation du matériau nanocristallin N14E1 à différentes températures (de 20 °C à 250 °C)

Nous présentons dans cette section les résultats des mesures B-H d'un matériau nanocristallin N14E1. La densité de flux est mesurée en imposant un champ d'excitation magnétique sinusoïdal pour des fréquences allant jusqu'à 10 kHz, et pour des températures variant entre 25 °C et 275 °C. Les figures 10 à 12 montrent les cycles B-H de ce matériau à 1 Hz, 1 kHz et 10 kHz respectivement.

Nous observons que le champ coercitif statique augmente avec la température, mais reste relativement faible. Pour les deux caractéristiques statiques et dynamiques de ce matériau, l'augmentation de température provoque une diminution de la densité de flux à saturation et de la perméabilité.

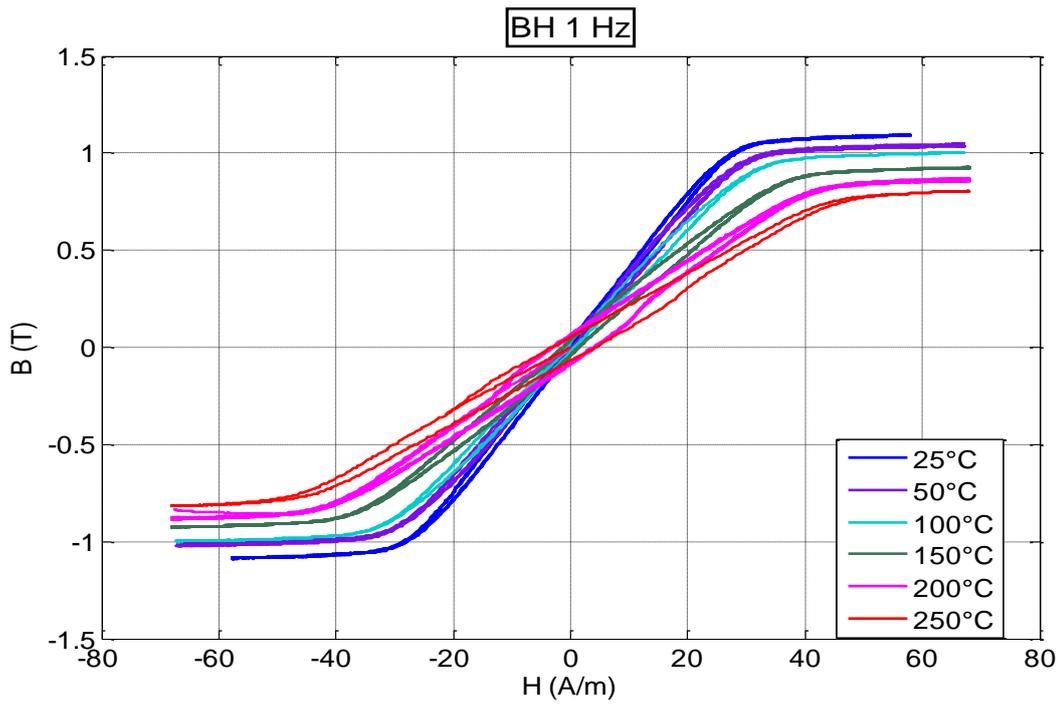


Fig. 10. Cycles B-H mesurés à 1 Hz

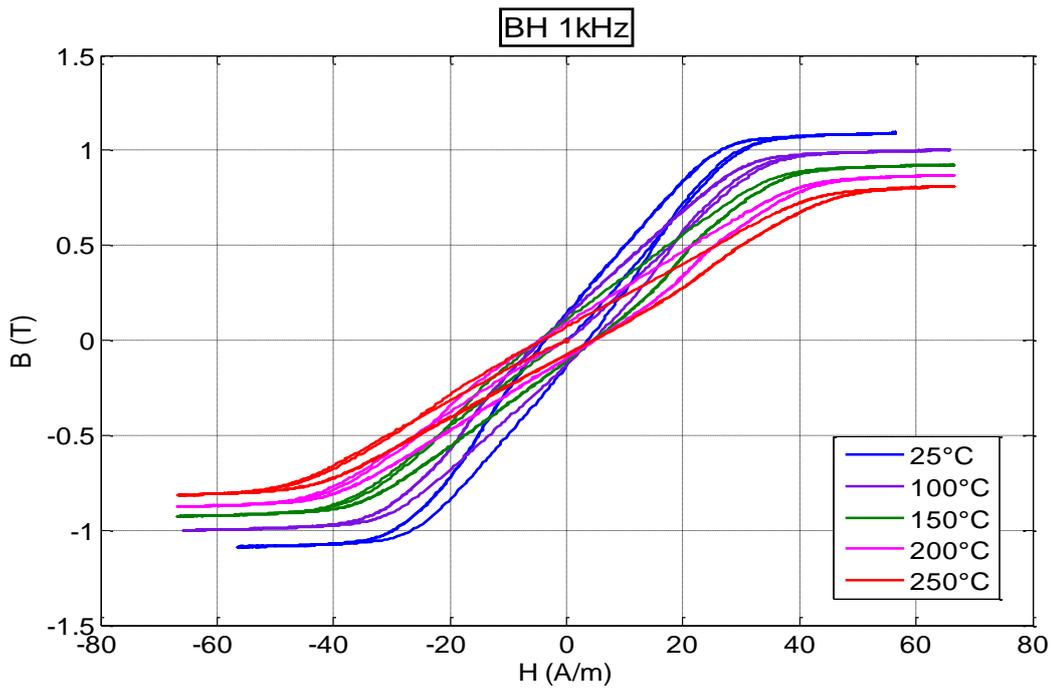


Fig. 11. Cycles B-H mesurés à 1 kHz

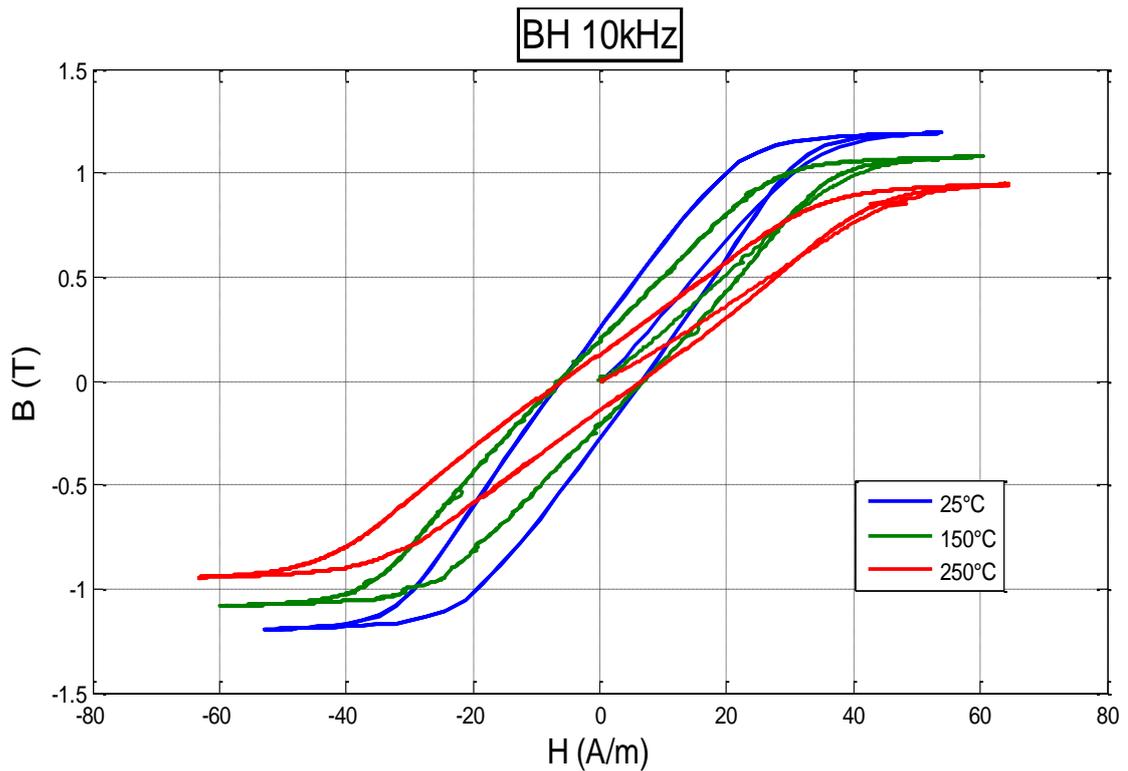


Fig. 12. Cycles B-H mesurés à 10 kHz

3.2.2 Caractérisation au pont d'impédance

La caractérisation B-H en utilisant le banc du laboratoire est limitée à une fréquence de 15 kHz. Pour des fréquences plus élevées, les matériaux magnétiques sont caractérisés par mesure d'impédance en utilisant l'analyseur d'impédance "HP Agilent 4294A" de la figure 13.

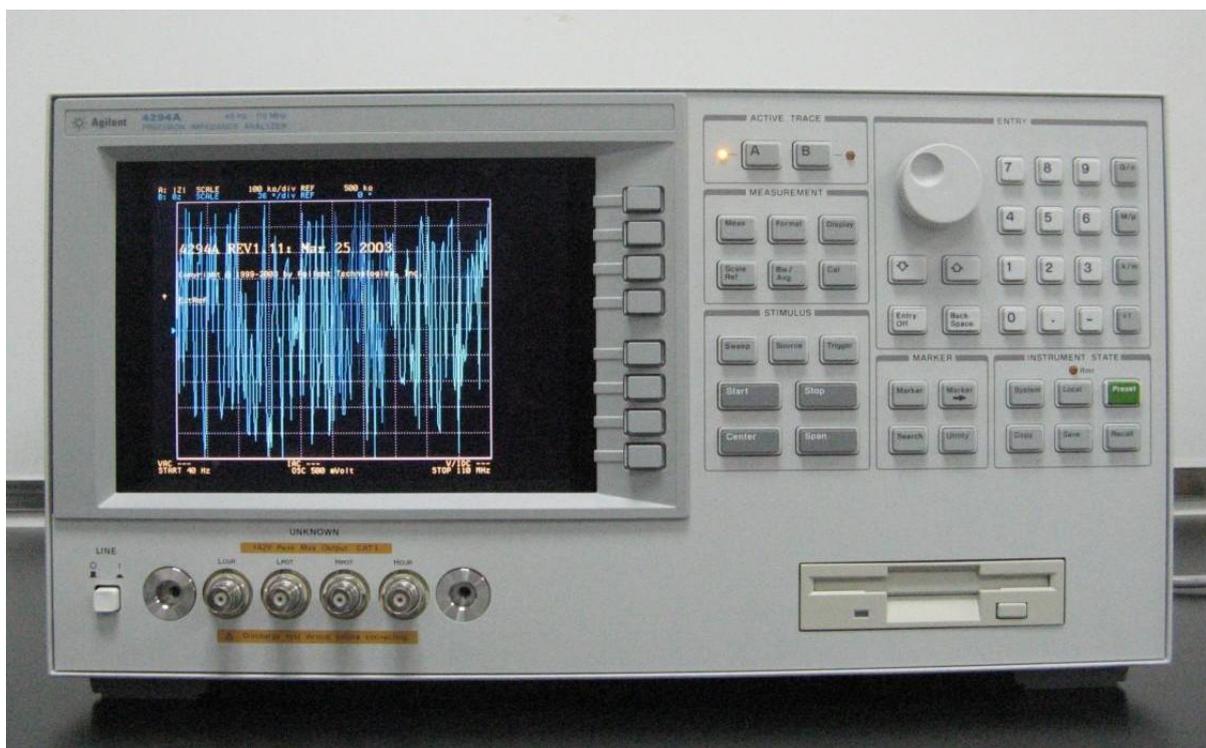


Fig. 13. Analyseur d'impédance "HP Agilent 4294A".

L'analyseur d'impédance 4294A est une solution intégrée pour la mesure d'impédance et une analyse efficace des composants et des circuits. Il couvre une large gamme de fréquences (40 Hz à 110 MHz). Le 4294A dispose de larges gammes de niveaux de signal (5 mV à 1 V ou 200 μ A à 20 mA) permettant d'évaluer le matériau dans des conditions réelles de fonctionnement. Le calibrage avancé et les fonctions de compensation d'erreur permettent d'éliminer les erreurs de mesure liées à la connectique parasite lors de l'exécution des mesures sur des dispositifs de fixation (tels que 42942A et 16454A qui sont dédiés à la caractérisation des matériaux magnétiques). Le 4294A est un outil puissant pour la conception, la qualification et le contrôle de qualité des composants électroniques.

3.3 Identification des paramètres

Chaque loi magnétique statique ou dynamique a un ensemble de paramètres comme décrit ci-dessus à identifier (modèle de Jiles-Atherton : 5 paramètres, modèle chimique : 9 paramètres, le modèle polynomial : 5, ...). Les valeurs des paramètres sont déterminées en comparant un cycle B-H mesuré à un cycle calculé par le modèle. La fonction objective (erreur entre les deux cycles) est minimisée en utilisant différentes méthodes ou algorithmes. Nous mentionnons brièvement ici 2 d'entre eux bien connus et que nous utilisons dans notre travail.

- l'algorithme de Nelder-Mead Simplex

L'algorithme de Nelder-Mead proposé par John Nelder & Roger Mead en 1965 est une technique de minimisation d'une fonction objective dans un espace à plusieurs dimensions. Nelder-Mead génère une nouvelle position de test en extrapolant le comportement de la fonction objective mesurée à chaque point de test agencé comme un simplex [31]. L'algorithme choisit alors de remplacer l'un de ces points de test avec le point d'un nouvel essai et ainsi de suite.

- Particle Swarm Optimization algorithm (*PSO*)

PSO est une méthode de calcul qui optimise un problème en essayant d'améliorer une solution candidate (particules) d'une population en la déplaçant autour de l'espace de recherche selon une formule mathématique simple basée sur la position et la vitesse de la particule. PSO n'utilise pas le gradient du problème en cours d'optimisation, ce qui signifie que PSO n'exige pas que le problème d'optimisation soit différentiable comme cela est requis par les méthodes d'optimisation classiques [32].

Etant donné que les propriétés des matériaux magnétiques dépendent fortement de la température comme cela est expliqué dans le chapitre 1, les paramètres des modèles des matériaux magnétiques qui décrivent ce comportement dépendront aussi de la température. En d'autres termes, les paramètres du modèle statique et dynamique varient en fonction de la température et en fonction du matériau.

3.4 Implémentation d'un modèle de composant dans un simulateur de circuit

Comme mentionné dans l'introduction (section 2.1): "*Nous visons à développer un modèle de composant magnétique général, à mettre en œuvre dans le logiciel de simulation de circuit (Simplorer) en utilisant un langage de description matérielle (VHDL-AMS).*" Les deux sections suivantes vont résumer le langage de programmation utilisé, VHDL-AMS, et le logiciel circuit utilisé, SIMPLORER.

3.4.1 VHDL-AMS

VHDL (Very High Speed Integrated Circuit **H**ardware **D**escription **L**anguage) a été initialement développé par le « US Department of Defense » afin de simuler le comportement des circuits ASIC (IEEE Standard 1076-1987) [33]. Il avait été rapidement mis au point pour concevoir des logiques complexes dans des dispositifs logiques programmables (par exemple des dispositifs de type FPGA). Dans les années 1990 la nécessité de simuler des systèmes constitués d'une combinaison de signaux analogiques et numériques conduit à l'extension du langage VHDL en 1999 à la norme IEEE 1076.1 pour la simulation des systèmes analogiques et mixtes connus sous le nom VHDL-AMS.

En VHDL-AMS, nous pouvons définir la nature physique ou les domaines de l'énergie des signaux (tels qu'électrique, thermique, magnétique ...) représenté par « Nature ». Pour la modélisation analogique, les constantes, terminaux et quantités sont couramment utilisés. Les constantes sont des objets utilisés pour le stockage des données. Les «Terminaux» sont des bornes de nature spécifiée qui représentent les ports conservateurs du modèle. Les quantités représentent une inconnue (forme d'onde en temps continu) dans l'ensemble des DAEs (Differential Algebraic Equations) impliqués par le texte du modèle [34].

Une description de la conception VHDL-AMS est constituée d'une déclaration d'entité et d'une ou plusieurs architectures. La déclaration d'entité définit les entrées et les sorties à partir du modèle (description de l'interface du modèle avec le monde extérieur) et de tout paramètre générique utilisé par les différentes implémentations. Chaque architecture définit une implémentation différente ou le comportement d'une unité de conception donnée.

3.4.2 SIMPLORER

Simplorer est un logiciel multi-domaines de simulation qui permet aux ingénieurs de modéliser, de simuler, d'analyser et d'optimiser des systèmes complexes [35]. En Utilisant des fonctionnalités de modélisation de Simplorer, il est possible de construire des prototypes virtuels de tous les aspects d'un système, y compris l'électronique, les moteurs, générateurs, convertisseurs de puissance, de contrôle et des logiciels embarqués. Ce logiciel permet aux ingénieurs d'étudier la fonctionnalité, d'évaluer la performance et de vérifier la conception globale d'un système. Le résultat est une réduction spectaculaire du temps de développement et du coût tout en garantissant une fiabilité accrue du système et une optimisation des performances.

Simplorer offre de multiples techniques de modélisation y compris les circuits, les diagrammes, les machines d'état (state machines), le niveau de l'équation, et les langages de modélisation tels que VHDL-AMS, SSL (Simplorer Standard Langue), et C/C++. Ceux-ci peuvent être utilisés simultanément et facilement pour modéliser les fonctions analogique, numérique et à signaux mixtes multi-domaines. Cette flexibilité élimine le besoin de transformations mathématiques et des analogies de modèle souvent employées par des outils de simulation à domaine unique.

Les modèles peuvent être échangés entre les différents outils de simulation qui adhèrent à la compatibilité VHDL-AMS standard garantissant la compatibilité entre les outils logiciels et les modèles existants.

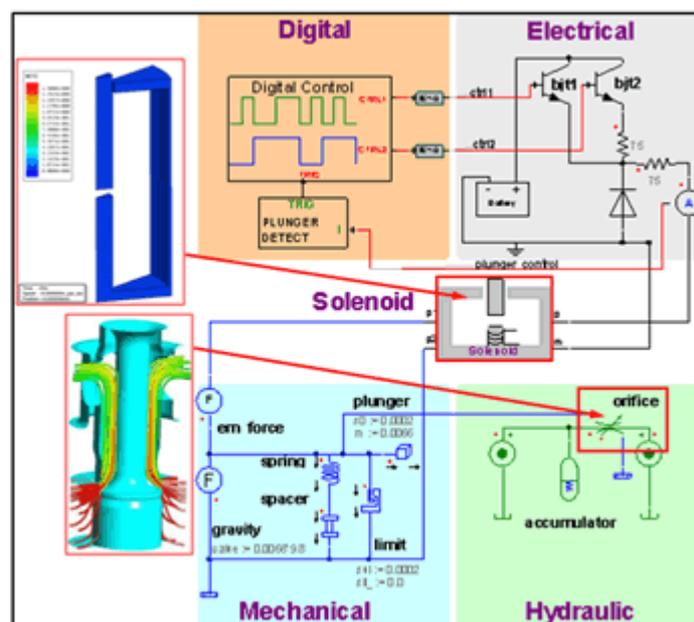


Fig.14 Multi-Domain ANSYS Simplorer

3.4.3 Structure du modèle développé

En raison de la fonctionnalité de modélisation multi-domaines du langage VHDL-AMS, notre modèle de composant magnétique combine à la fois des grandeurs électriques, thermiques et magnétiques qui sont liés en termes d'équations caractéristiques (simultanées et concurrentes) dans le programme. Il est possible de mettre en œuvre le modèle dans la simulation de circuit afin de le tester, d'améliorer sa fonction dans des conditions d'exploitation variables et de comparer les résultats de la simulation à des mesures. Après vérification de l'exactitude du modèle, il peut être utilisé dans le simulateur de circuit avec les autres composants existants pour servir le concept de prototypage virtuel de systèmes d'électronique de puissance.

Afin d'avoir un modèle général qui peut être adapté à différents types de matériaux magnétiques, une structure modulaire obéissant au principe de la séparation des effets statiques et dynamiques est adopté (Fig. 15). Chacune des lois statique et dynamique du matériau a son propre bloc fonctionnel ce qui permet facilement de modifier le choix de la loi en fonction du matériau magnétique utilisé dans le composant. Un bloc « enroulement » est chargé du couplage entre les domaines électrique et magnétiques en utilisant le jeu d'équations (12) et (13) déjà présenté.

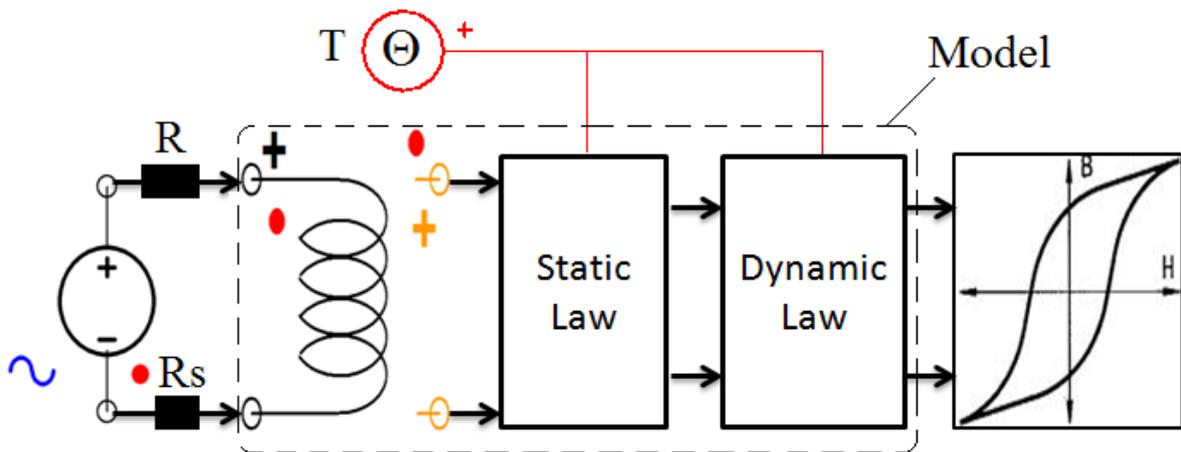


Fig. 15. Structure Modulaire du modèle de composant magnétique.

Le modèle est relié à des sources électriques et thermiques pour faire varier les conditions de fonctionnement dynamiques et thermiques du système. De nombreuses variables sont disponibles en tant que sorties, comme la tension et le courant dans le modèle, en plus du champ magnétique statique et dynamique et de l'induction magnétique. Chaque bloc du modèle de composant est représenté par une description en VHDL-AMS de natures différentes (terminaux, quantités et constantes).

3.5 Résultats et Validation

Afin de valider le modèle de composant magnétique développé, il faut choisir un matériau à étudier. Selon les propriétés du matériau choisi, il est important de définir les lois statiques et dynamiques de comportement qui seront les mieux à même de représenter correctement le comportement des matériaux, et d'obtenir un bon accord entre mesures et simulations.

3.5.1 Choix de matériau

Les matériaux nanocristallins sont des matériaux magnétiques doux qui combinent les caractéristiques suivantes [36]-[37]:

- Induction à saturation élevée (1,2 T)
- Performance à haute fréquence, même améliorée par rapport aux ferrites
- Pertes faibles
- Perméabilité relative réglable sur une large gamme (200 à 120000).

En raison de ces avantages et de leur faible poids et volume, les matériaux nanocristallins sont utilisés dans les filtres EMI ou dans la composition de composants magnétiques dans des applications de l'électronique de puissance (alimentations à découpage, convertisseurs statiques, transformateur) ou d'électrotechnique [38]-[40].

Pour les raisons mentionnées ci-dessus, nous avons choisi un matériau nanocristallin à caractériser, qui est le "Nanophy® N14E1", fourni par Mécagis. Ses dimensions et propriétés sont décrites dans la figure 16.

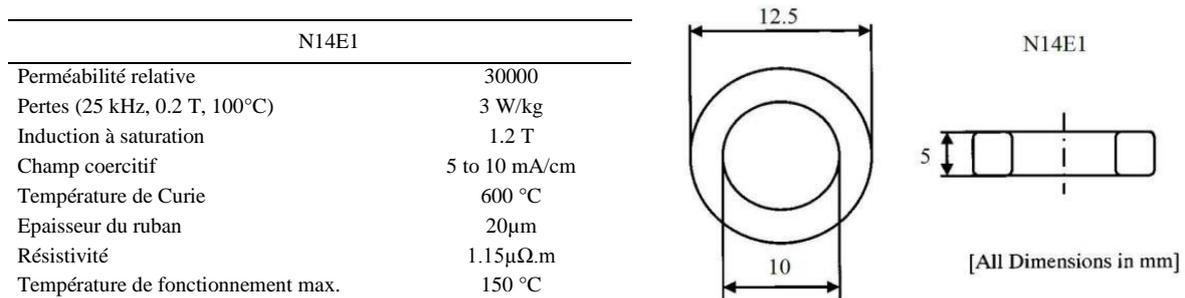


Fig. 16. Dimensions et propriétés de N14E1.

3.5.2 Choix des lois de matériau

Comme mentionné ci-dessus, les lois de comportement dépendent du choix des matériaux. Les matériaux nanocristallins ont un cycle statique d'hystérésis très mince (champ coercitif de l'ordre de 0.5 A/m) [41]. La courbe B-H est presque linéaire par morceaux. La courbe à la température ambiante est représentée ci-dessous (figure 17).

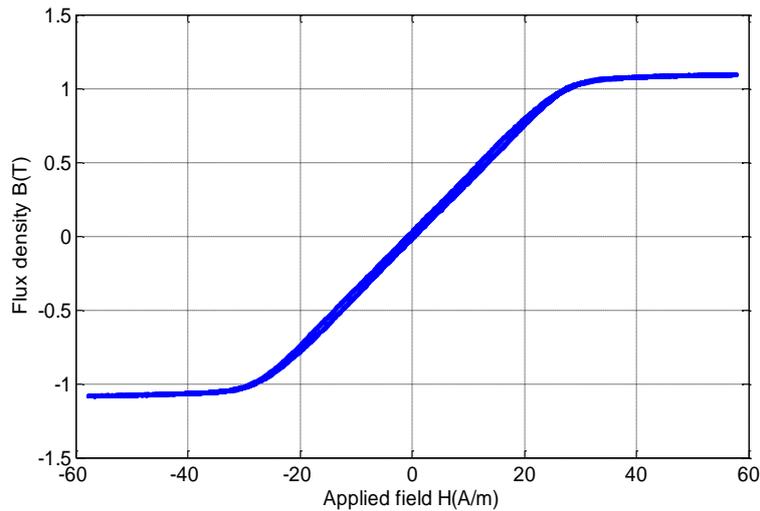


Fig. 17. Densité de flux mesurée en fonction du champ d'excitation appliqué à $f = 1\text{Hz}$.

Afin de décrire le comportement statique du matériau nous avons considéré le modèle de Jiles-Atherton, largement utilisé, et déjà mis en œuvre dans Simplorer et dans d'autres logiciels de simulation. Malheureusement le modèle de Jiles-Atherton ne s'applique pas très bien pour ce matériau nanocristallin. En effet, aucune des méthodes d'identification des paramètres (PSO, simplex) n'a permis d'avoir un ensemble de valeurs des paramètres physiques. Le meilleur résultat obtenu est illustré à figure 18.

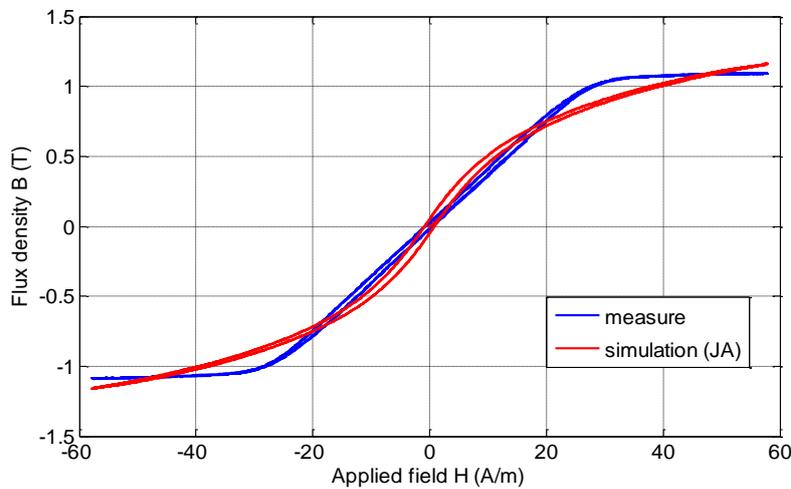


Fig. 18. Cycles statiques B-H Mesurés et simulés (Jiles-Atherton) à $T=25^\circ\text{C}$ (1 Hz)

De plus, la détermination des paramètres du modèle de Jiles-Atherton en fonction de la température peut être compliquée car elle dépend des mesures effectuées à 0 K [42]. Par conséquent, sur la base de ces inconvénients le modèle polynomial par morceaux (à l'ordre 5) présenté précédemment est considéré et pour lequel l'introduction de la température est plus facile. Ainsi les paramètres du modèle sont fonction de la température et peuvent s'exprimer par des fonctions linéaires de la forme, $p_i(T)$ et $H_b(T)$ présentées à la figure 19.

Pour modéliser le comportement dynamique de ce matériau magnétique, nous avons choisi le modèle DSF car il permet de représenter le comportement du matériau tant qu'il n'y a pas d'effet de diffusion induite. Il n'a qu'un seul paramètre à identifier avec la température γ (T) (figure 19). Pour notre matériau, les effets de peau restent négligeables jusqu'à une fréquence de 100 kHz. En effet l'épaisseur de peau δ à cette fréquence estimée par (15) est d'environ 9,8 μm alors que l'épaisseur des rubans nanocristallins est de 20 μm .

$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{\omega\mu}} \quad (15)$$

Les variations de tous les paramètres en fonction de la température sont présentées dans la figure 19.

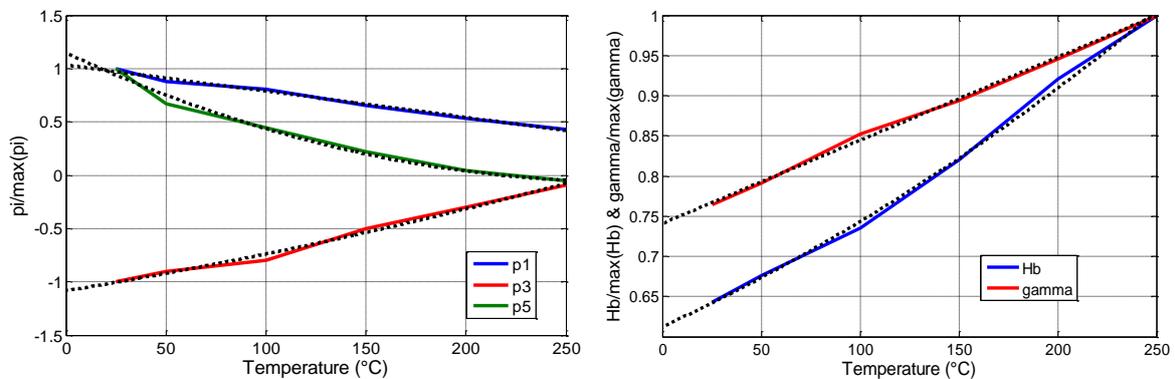


Fig. 19. Variation des paramètres en fonction de la température, mesurée (lignes complètes) et approchée (lignes pointillées)

3.5.3 Simulation et validation du modèle

Afin de valider le modèle développé, un circuit de simulation similaire à celui du banc de caractérisation pour la mesure a été utilisé (fig. 20). La tendance de la variation de chaque paramètre en fonction de la température des lois statiques et dynamiques est exprimée par une approximation linéaire.

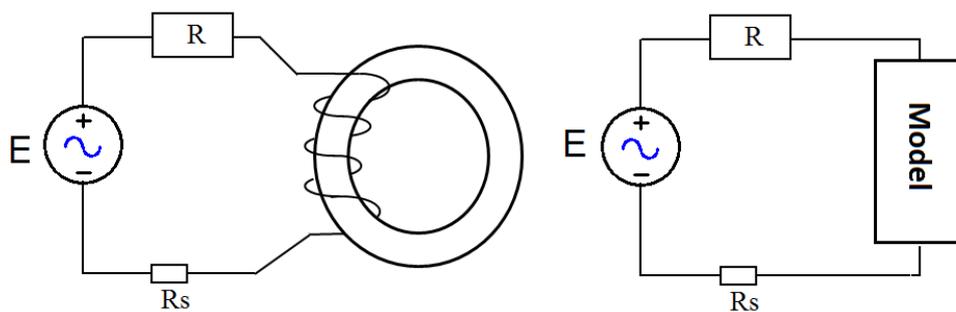


Fig. 20. Mesure (gauche) et la simulation (droite) des circuits.

Un champ magnétique sinusoïdal est appliqué et la densité de flux est calculée. La comparaison entre les courbes B-H mesurées et simulées est proposée pour différentes températures et fréquences. Les résultats sont présentés dans la figure. 21 et la figure 22.

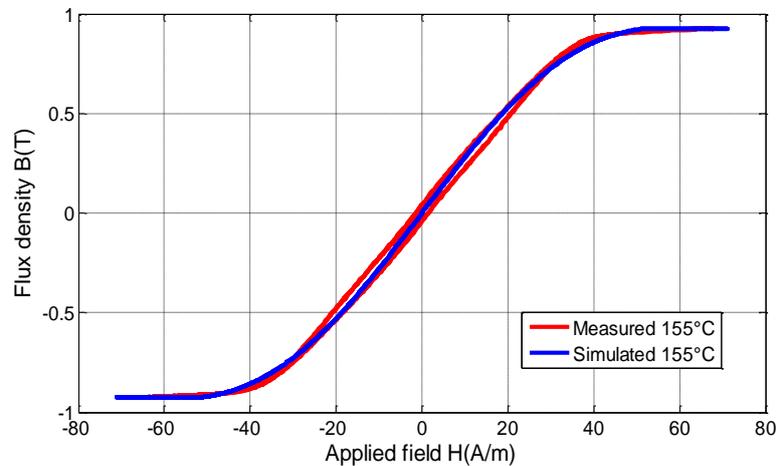


Fig. 21. Cycles B-H mesurés et simulés à $T=155^{\circ}\text{C}$ - $f=1$ Hz.

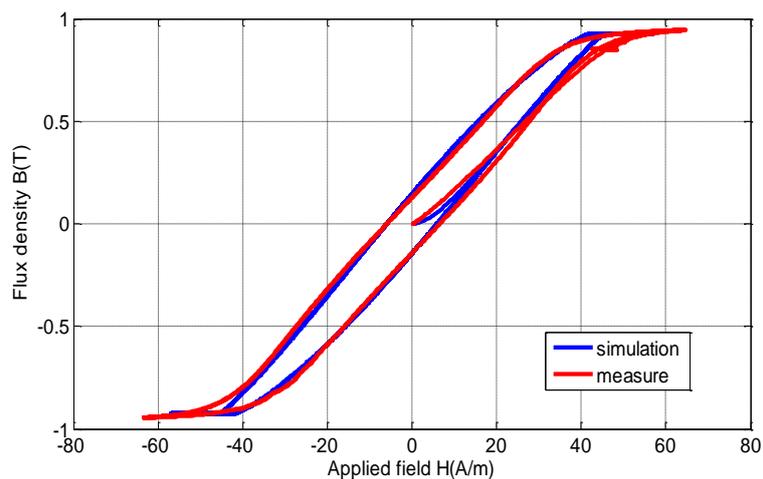


Fig. 22. Cycles B-H mesurés et simulés à $T=250^{\circ}\text{C}$ - $f=10$ kHz.

La Figure. 21 indique que le modèle statique proposé représente bien le comportement statique du matériau nanocristallin à température intermédiaire (155°C). La figure. 12 compare le cycle d'hystérésis majeur mesuré en rouge à celui simulé en bleu à 250°C et 10 kHz. On peut conclure de la bonne précision du modèle *DSF* même avec un seul paramètre dépendant de la température.

Dans le but de tester la réversibilité du modèle, une densité de flux magnétique de 0,5 T est imposée à la fois en mesure et en simulation. Les résultats sont résumés dans la figure. 23 par un bon accord entre les cycles simulés et mesurés à la fois à 25°C et à 250°C . On peut remarquer qu'en raison de la diminution de perméabilité lorsque la température diminue, un

champ d'excitation magnétique maximum de 12 A/m et 25 A/m est nécessaire pour atteindre respectivement 0,5 T à 25 °C et 250 °C.

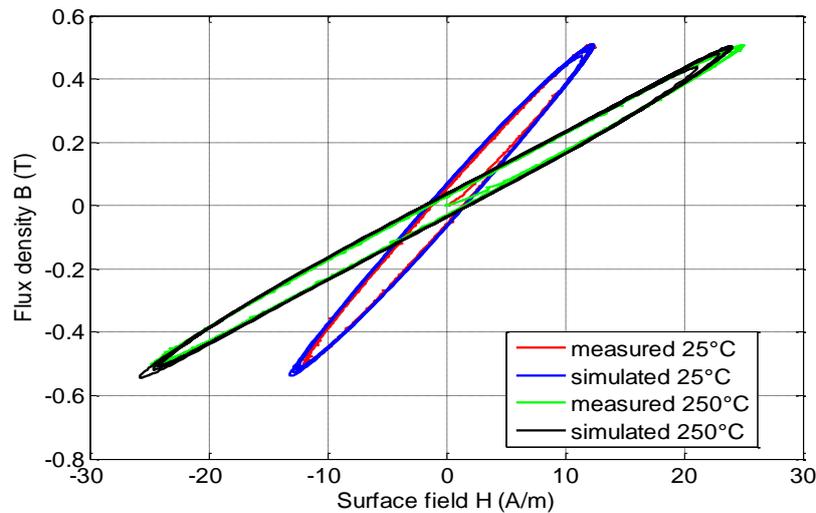


Fig. 23. Mesurées et simulées champ à 0.5T flux appliquée (f=10 kHz).

D'autres simulations ont été faites pour montrer les effets de la fréquence et de la température sur le circuit. En ce qui concerne les effets de la fréquence, la figure 24 montre une comparaison des caractéristiques tension-courant entre un modèle d'inductance idéale et le modèle pour les fréquences de 0,5 kHz et 10 kHz. A basse fréquence, on remarque des caractéristiques identiques (peu de pertes). Par contre, à 10 kHz on observe déjà une déformation des caractéristiques du modèle qui reflète les pertes à des fréquences plus élevées.

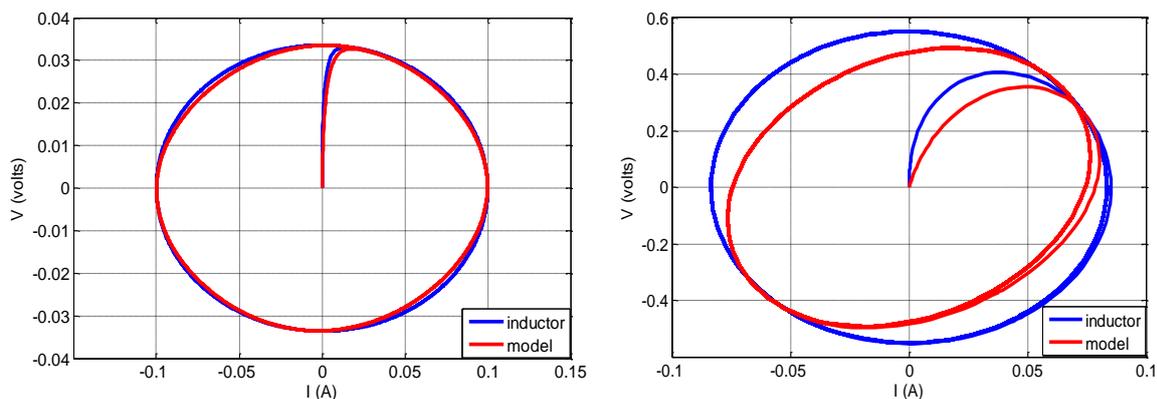


Fig. 25. Inductance linéaire et modèle proposé simulées VI caractéristiques (à gauche f = 0,5 kHz et à droite f = 10 kHz)

Pour souligner les effets de la température sur le modèle simulé, deux simulations à 25 °C et 250 °C sont exécutées sous la même tension appliquée et à la même fréquence (1 V - 10 kHz). Le résultat est montré dans la figure. 26. Nous pouvons remarquer qu'à 25° C, le courant circulant dans le circuit est d'environ 150 mA, tandis qu'il atteint environ 250 mA à 250° C, ce qui signifie une diminution de la perméabilité et par conséquent une augmentation du courant qui peut avoir des effets négatifs sur le circuit.

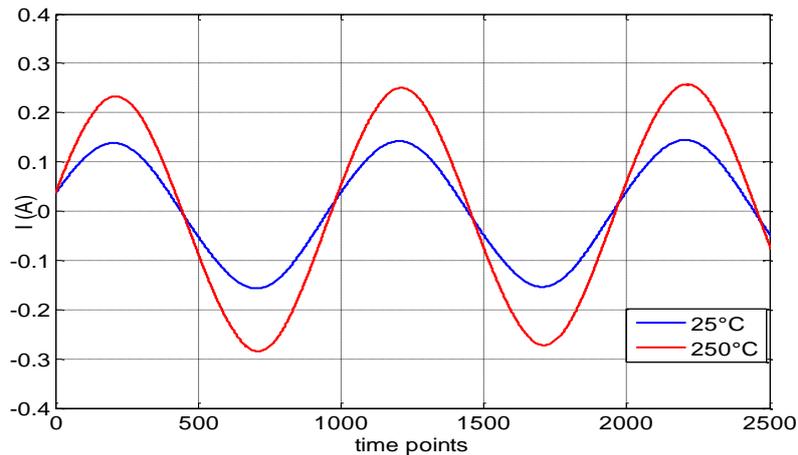


Fig. 26. Curent simulée du Model à 25°C et 250°C.

4 Conclusion et Perspectives

Dans ce rapport, nous illustrons le développement et la mise en œuvre d'un modèle de composant magnétique dépendant de la fréquence et de la température dans le logiciel de simulation de circuit (Simplorer). L'approche a été validée pour un matériau nanocristallin en choisissant des modèles statiques et dynamiques appropriés et en comparant les courbes mesurées et simulées B-H jusqu'à 10 kHz. Les résultats sont en bon accord en vertu d'une condition de l'effet de peau négligeable selon le modèle dynamique choisi.

En perspective pour les deuxième et troisième années de doctorat, d'autres lois statiques et dynamiques plus complexes pourront être ajoutées au modèle afin de tester sa fonction pour différents matériaux magnétiques et des fréquences plus élevées. Des simulations et des essais sur un circuit réel, comme un filtre ou un convertisseur statique, permettra de valider notre approche.

5 References

- [1] Olivier Geoffroy, “*Soft nanocrystalline alloys (Melt Spun)*” Institut Néel, CNRS - Université Joseph Fourier, BP 166, 38042 Grenoble cedex 9, France.
- [2] I.R. Harris, A.J. “*MAGNETIC MATERIALS*” Williams School of Metallurgy and Materials, University of Birmingham, UK.
- [3] Bruce M. Moskowitz, “*Hitchhiker's Guide to Magnetism*”.
- [4] IWE Materials and Devices in Electrical Engineering, “*Magnetic Materials*” 2006.
- [5] Madison, Wisconsin “*Ferromagnetism—The Curie Temperature of Gadolinium*” Advanced Laboratory, Physics 407 University of Wisconsin.
- [6] E.Y. Tsymbal, “*Magnetic properties of materials*” Physics 927 section 16.
- [7] Aleksander L. Wysocki thesis “*Finite temperature effects in magnetic materials: Model and ab initio studies*” Department of Physics and Astronomy University of Nebraska – Lincoln, November 2009.
- [8] www.magnetec.de, “*Cores and Components at Magnetec*”, Magnetec GmbH, Langensfeld, Germany.
- [9] Yu`ksel Ko`seog`lu, Furkan Alan, Muhammed Tan, Resul Yilgin, Mustafa O zturk, “*Low temperature hydrothermal synthesis and characterization of Mn doped cobalt ferrite nanoparticles*” *Ceramics International*, Volume 38, Issue 5, July 2012, Pages 3625-3634
- [10] PR. Wilson, J. Neil Ross, and AD. Brown, “*Simulation of Magnetic Component Models in Electric Circuits Including Dynamic Thermal Effects*” *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, vol. 17, NO. 1, January 2002.
- [11] W. Chandrasena, P. McLaren, U. Annakkage, R. Jayasinghe, D. Muthumuni, and E. Dirks, “*Simulation of hysteresis and eddy current effects in a power transformer*”, *Electric Power Systems Research*, vol. 76, no. 8, pp. 634–641, May 2006.
- [12] G. Gruosso, A. Brambilla, “*Magnetic core model for circuit simulations including losses and hysteresis*”, *International Journal of Numerical Modelling*, vol 21, 309–334, 2008.
- [13] Rayleigh (Lord), J.W.. “*On the behavior of iron and steel under the operation of feeble magnetic force*”, *The philosophical Magazine* 5, 1887. pp. 225-245. Vol. 23. 1887.
- [14] Frohlich, O. “*Investigation of dynamoelectric machines and electric power transmission and theoretical conclusions therefrom*”, *Electrotechn. Z.*, 1881. pp. 134-141. Vol. 2. 1881.
- [15] Preisach, F. “*Über die magnetische Nachwirkung*”, *Zeitschrift für Physik*, 1935. pp. 277-302. Vol. 94. 1935.
- [16] D. C. Jiles and D. L. Atherton, “*Theory of ferromagnetic hysteresis*”, *Magn. Magn. Mater.*, vol. 61, pp. 48–60, 1986.
- [17] Nourdine, A., et al. “*A new hysteresis model generation – application to the transverse axis of GO SiFe sheet*”, *IEEE Transactions on Magnetics*, 2001. Vol. 37 (5). 2001.
- [18] D. C. Jiles and J. B. Thielke, “*Theory of ferromagnetic hysteresis: Determination of model parameters from experimental hysteresis loops*”, *IEEE Trans. Magn.*, vol. 25, no. 5, pp. 3928–3930, September 1989.
- [19] D. Jiles, “*Frequency dependence of hysteresis curves in conducting magnetic materials*”, *Journal of Applied Physics*, vol. 76, no. 10, pp. 5849–5855, November 1994.
- [20] D. C. Jiles, “*Modelling the effects of eddy current losses on frequency dependent hysteresis in electrically conducting media*”, *IEEE Trans. Magn.*, vol. 30, no. 6, pp. 4326–4328, November 1994.
- [21] D. C. Jiles, J. B. Thielke, and M. Devine, “*Numerical determination of hysteresis parameters for the modeling of magnetic properties using the theory of ferromagnetic hysteresis*”, *IEEE Trans. Magn.*, vol. 28, no. 1, pp. 27–35, January 1992.
- [22] Lee, C.H., et al. 2001. “*A piecewise linear Model for Field-Responsive Fluids*”, *IEEE Transactions on Magnetics*, 2001. pp. 558-560. Vol. 37.
- [23] M. Raulet, F. Sixdenier, B. Guinand, L. Morel, R. Goyet, “*Limits and rules of use of a dynamic flux tube model*”, *COMPEL* vol. 27, pp 256-265, 2008.
- [24] Raulet, M.A., et al. 2004. “*The magnetic field diffusion equation including dynamic hysteresis : a linear formulation of the problem*”, *IEEE Transactions on Magnetics.*, 2004. pp. 872-875 . Vol. 40 (2). ISSN: 0018-9464.
- [25] Riu, D., Retiere, N. et Ivanès, M. 2002. “*Diffusion phenomenon modelling by half-order systems: application to squirrel-cage induction machine*”. *Journal of Magnetism and Magnetic Material*, 2002. pp. 1243-1245. Vol. 242(45).
- [26] Marion, R., et al. 2008. “*Discussion About The Validity Domain Of A Simple Magnetic Diffusion Model Including Wall Motion*”, Cardiff : SMM 2008., 2008.

- [27] J. H. Chan, A. Vladirimescu, X. C. Gao, P. Libmann, and J. Valainis, "Non-linear transformer model for circuit simulation", *IEEE Trans. Computer-Aided Design*, vol. 10, pp. 476–482, Apr. 1991.
- [28] M. L. Hodgdon, "Mathematical theory and calculations of magnetic hysteresis curves", *IEEE Trans. Magn.*, vol. 24, pp. 3120–3122, Nov. 1988.
- [29] Ansoft, SIMPLORER v 6.0 User Manual, 2002
- [30] E. Christen, K. Bakalar, A.M. Dewey and E. Moser, "Analog and Mixed-Signal Modeling Using the VHDL-AMS Language" in *36th Design Automation Conference*, New Orleans, June 21-25, 1999.
- [31] Lagarias, J. C., et al. 1998. "Convergence Properties of the Nelder-Mead Simplex Method in Low Dimensions". *SIAM Journal of Optimization*, 1998, pp. 112–147. Vol. 9 (1).
- [32] Kennedy, J. et Eberhart, R. 1995. "Particle swarm optimization". *Proceedings IEEE international conference on neural networks.*, 1995. pp.1942-1948. Vol. 4.
- [33] PJ. Randewijk and H du T Mouton. "Using VHDL-AMS for Electrical, Electromechanical, Power Electronic and DSP-ALGORITHM Simulations", University of Stellenbosch, Dept. of Electrical and Electronic Engineering, Stellenbosch, South Africa.
- [34] Scott Cooper, Mentor Graphics, "Introduction To The VHDL-AMS Modeling Language". Westminster, Colorado November 2007
- [35] www.ansys.com › Products Overview › Electromagnetics
- [36] H. Gleiter, "Nanocrystalline materials" *Progress in Materials Science*, Vol: 33, Issue: 4, pp: 223-315, 1989.
- [37] M. Ferch, "Nanocrystalline core materials for modern power electronic designs" MAGNETEC GmbH, Langensfeld, Germany.
- [38] P. MarmHn, A. Hernando, "Applications of amorphous and nanocrystalline magnetic materials", *Journal of Magnetism and Magnetic Materials* 215-216 (2000) 729-734.
- [39] Michael E. McHenry, Matthew A. Willard, David E. "Laughlin, Amorphous and nanocrystalline materials for applications as soft magnets" *Progress in Materials Science* 44 (1999) 291-433.
- [40] Olivier Geoffroy, "Soft nanocrystalline alloys (Melt Spun)" Institut Néel, CNRS - Université Joseph Fourier, BP 166, 38042 Grenoble cedex 9, France
- [41] T. Chailloux, M.A. Raulet, C. Martin, C. Joubert, F. Sixdenier, L. Morel. "Magnetic behaviour representation taking into account the temperature of a magnetic nanocrystalline material", *IEEE Trans Magn*, vol. 48 (2), pp. 455–458, 2012.
- [42] A. Raghunathan, Y. Melikhov, J. E. Snyder, and D. C. Jiles, "Modeling the Temperature dependence of hysteresis based on Jiles-Atherton theory", *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 45, NO. 10, pp. 3954-3957, 2009.



Mémoire de fin de première année de thèse

ÉVALUATION MULTIFACETTES DE LA FIABILITÉ DYNAMIQUE DANS LES RÉSEAUX D'OLÉODUCS

Préparée par :
Héla KADRI Ep DKHIL

juin 2012

Thèse en cotutelle dirigée par :

M.	Belhassen ZOUARI	Directeur de thèse	Faculté des Sciences de Tunis, Tunisie
M.	Eric NIEL	Directeur de thèse	INSA de Lyon, France
Melle	Sajeh ZAÏRI	Encadrante	Faculté des Sciences de Tunis, Tunisie

Résumé

La prévention des pannes dans les systèmes industriels en général et dans les réseaux d'oléoducs en particulier peut éviter plusieurs conséquences parfois graves sur le plan économique, financier, environnemental et technologique. Avoir des informations pertinentes sur l'état d'un système au fil du temps (surveillance) peut donner une idée sur son comportement dans le futur (pronostic). L'engagement des alignements les plus fiables dans un réseau d'oléoducs minimise le risque de non transfert de pétrole tout en améliorant le rendement du système en évitant le retard et la perte dû au dysfonctionnement. La question qui se pose est : *comment déterminer un alignement fiable ?*

Ce sujet de thèse s'inscrit, dans ce cadre, en prenant l'exemple des réseaux de transfert de pétrole. Dans ces réseaux, en ouvrant/fermant des vannes, nous pouvons déterminer des alignements permettant de transporter le pétrole entre les différents éléments du réseau.

L'objectif principal est de développer un outil d'analyse support à la décision permettant de déterminer l'alignement le plus fiable parmi l'ensemble des alignements répondant à une commande.

Le classement des alignements doit considérer les contraintes variées de l'exploitation des vannes dans un réseau d'oléoducs et les stratégies de maintenance en relation avec leur environnement. Ces différents aspects seront représentés par un ensemble d'indicateurs dont les valeurs varient au fil du temps. La surveillance des réseaux d'oléoducs consiste dans ce sujet à contrôler l'efficacité d'un alignement : réservoir (entrée) → trankers (sortie). À ce titre, la notion de fiabilité dynamique sera précisée et utilisée dans la procédure de modélisation.

Cet outil d'analyse doit se baser sur une méthodologie originale à la frontière de la modélisation, de la commande et de la sûreté de fonctionnement. En effet, et en adoptant une démarche cohérente et générique, nous devons :

- s'assurer de la pertinence des indicateurs de risque d'indisponibilité d'alignement ;
- tenir compte de la variabilité des indicateurs au fil du temps ;
- déterminer la concurrence Local/Global c'est-à-dire préciser la relation entre les indicateurs de vannes et le risque d'un alignement.

Table des matières

1	Introduction	5
1.1	Contexte	5
1.2	Contribution	6
1.3	Organisation du manuscrit	7
2	Problématique et État de l'Art	9
2.1	problématique	9
2.2	État de l'art	10
2.2.1	Fiabilité	10
2.2.2	Réseaux de Petri	11
3	Contributions	15
3.1	La loi de la fiabilité d'une vanne	15
3.1.1	Modèle générale	15
3.1.2	Taux de défaillance de base $\lambda_0(t)$	16
3.1.3	Fonction d'influence $g(Z)$	17
3.1.4	Estimation des valeurs de $g(Z)$	17
3.1.5	Estimation des valeurs de $\lambda_0(t)$	18
3.2	Mise en oeuvre	18
3.3	Modèle tandem	20
4	Conclusion	23

Chapitre 1

Introduction

Le but de cette thèse est d'étudier le risque de perte des alignements dans les réseaux de transfert du pétrole (appelés encore réseaux d'oléoducs). Ce risque sera calculé à partir de la fiabilité dynamique des vannes support (en ouverture et en fermeture) de l'acheminement du pétrole dans chaque alignement. Pour cela, nous calculons le taux de défaillance des vannes, fonction du temps, qui prend en compte les facteurs d'influence.

La modélisation de notre système est réalisée à l'aide des réseaux de petri colorés (RDPC) pour permettre de simuler un comportement réel du notre réseau et de déterminer les valeurs des coefficients d'influence au fil du temps.

Ce chapitre est réservé d'abord à la description des systèmes de transfert du pétrole. Ensuite, nous introduisons notre travail réalisé durant cette première année de thèse et les perspectives de la deuxième année.

1.1 Contexte

Les réseaux d'oléoducs sont des systèmes de canalisation du pétrole qui a comme origine les réservoirs de stockage du pétrole, et comme destination finale des points d'accumulation, qui peuvent être, soit des tankers pour le transport maritime, soit d'autres réservoirs de stockage intermédiaires (figure 1.1).

Dans ce système, les vannes sont les éléments du réseau qui permettent de réaliser une connexion entre deux points. Elles assurent l'acheminement du pétrole en séparant des sections du réseau et en permettant d'établir des connexions entre des éléments de l'oléoduc . Elles permettent également d'isoler des éléments ou des sections du réseau pour réaliser, par exemple, des opérations de maintenance, réparation ou de remplacement.

Nous définissons l'alignement comme un ensemble de canalisation connectant au moins deux éléments départ et destination du réseau et permettant le transport de pétrole entre ces éléments. Ces canalisations doivent être isolées du reste du réseau par des vannes afin d'éviter le mélange des différents types de pétrole et l'écoulement

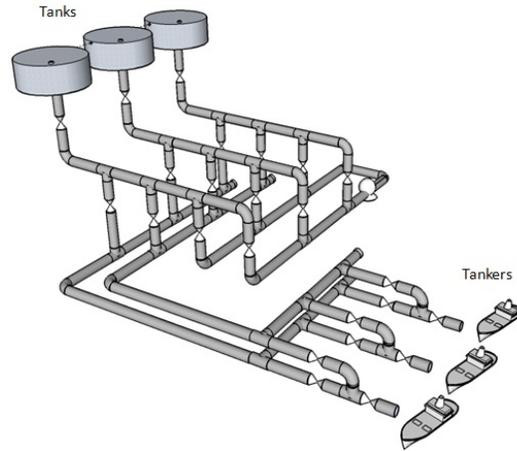


FIGURE 1.1 – Réseau de transfert de pétrole

du pétrole vers les autres éléments ne faisant pas partie de l’alignement.

La figure 1.1 montre le réseau de canalisation, qui lie les réservoirs aux Tankers. Ainsi la réalisation d’un alignement pour l’acheminement d’un point d’entrée vers un point de sortie nécessite l’ouverture des vannes concernées pour l’écoulement et la fermeture des vannes connexes à cet alignement.

En général, il existe plusieurs façons d’établir des connexions entre un point de départ et un point d’arrivée ; donc le choix d’un alignement parmi un ensemble de solutions possibles est soumis à un certains nombres de contrainte. Par conséquent, il doit être optimisé. Dans la littérature il y a plusieurs critères pour rechercher et guider le choix du nouvel alignement [16] : distance, pertes de charge, nombre de vannes concernées, nombre de commutation de vannes et interférences avec d’autres opérations.

Notre problématique vise par la modélisation d’un réseau d’oléoducs à pondérer les alignements condidats par un facteur de fiabilité dynamique.

1.2 Contribution

Cette première année de thèse a été réservé dans un premier temps à l’étude des réseaux d’oléoducs en prenant comme exemple l’entreprise PDVSA (Pétroles du Venezuela) [16].

Dans un deuxième temps, on s’est intéressé à la classification des alignements possibles par le critère de risque. Plusieurs approches ont été étudiées avant d’aboutir à la solution proposée, qui est fondamentalement basée sur une approche (bottom-up) où le risque d’un alignement se calcule à partir du risque des composants qui le constituent.

Comme hypothèse, nous avons supposé qu' *un alignement résulte uniquement de vannes ouvertes et de vannes fermées*. Par conséquent, *le calcul du risque d'un alignement dépend de la fiabilité des vannes concernées*.

Dans un troisième temps, nous avons étudié les vannes et leurs caractéristiques intrinsèques et extrinsèques. Nous avons constaté que la fiabilité des vannes est sensible à l'usure, aux taux de charge, aux modes de fonctionnement, aux sollicitations, aux modes de défaillance pris en considération, aux politiques de maintenance... Les critères que nous avons choisi pour pondérer les vannes dépendent du temps et des conditions d'exploitation [18] :

- le vieillissement
- l'usure due aux commutations précédentes ;
- le stress dus à la sollicitation ;
- l'état courant : ouverte/fermée ;

Ces critères confortent la notion de fiabilité dynamique [9].

Cette fiabilité est évaluée par la connaissance du taux de défaillance [29] (i.e. fréquence des défauts) $\lambda(t)$:

$$R(t) = f(\lambda(t))$$

Le calcul du taux de défaillance est basé sur une approche qui combine les aspects temporels et les conditions d'exploitation déjà cité [2] :

$$\lambda(t, z) = \lambda_0(t) \times g(z)$$

où :

- $\lambda(t, z)$: fonction du temps et des conditions d'exploitation (externes et internes) ;
- $\lambda_0(t)$: fonction dépend uniquement du temps (vieillessement,...) ;
- $g(z)$: effets de facteur d'influence sur le taux de défaillance.

Dans un quatrième temps, nous avons modélisé les vannes et leurs comportements par un RDPHN. Ceci nous a permis aussi de déterminer les paramètres de la fonction $\lambda(t, z)$ et nous avons utilisé le CPN-Tools [26] comme outil de simulation.

Actuellement, nous travaillons sur la modélisation de l'ensemble du réseau de transfert de pétrole par un RDPHN afin de commander l'ouverture/fermeture des vannes engagés par les alignements tout en calculant le risque de l'alignement à partir de la fiabilité dynamique des vannes connexes.

1.3 Organisation du manuscrit

Ce mémoire est organisé en quatre chapitres :

Dans le premier chapitre, nous introduisons de manière générale le contexte de déroulement de cette thèse. Ainsi, nous présentons les réseaux de transfert de pétrole et la notion d'alignement. Ensuite, nous proposons notre travail (les verrous scientifiques, les propositions de la communauté et notre apport) durant cette première année de thèse et futur. Enfin, nous décrivons l'organisation de ce mémoire.

Dans le deuxième chapitre, nous détaillons d'une part la problématique de la pondération des vannes par des valeurs issues des bases de données de fiabilité. D'autre part, nous présentons dans la partie état de l'art la notion de fiabilité dynamique et de même que les RdP et leurs abréviations et extensions.

Le chapitre 3 présente la contribution principale de cette première année de thèse. Ce chapitre définit de manière formelle la notion de fiabilité dynamique, et présente une modélisation réseau de Petri haut niveau (RdPHN) des différentes vannes du réseau d'oléoducs pour s'étendre dans le futur à une modélisation qui couvre tout le réseau et les alignements.

Enfin, nous concluons ce document par un résumé de notre principale contribution et d'une description des perspectives que nous envisageons pour l'avenir.

Chapitre 2

Problématique et État de l'Art

Dans ce chapitre, nous allons détailler dans la première section la problématique de pondérer les vannes par des coefficients issus des bases de données de fiabilité. Dans la section état de l'art, nous définissons la fiabilité dynamique et les réseaux de Petri.

2.1 problématique

Généralement, les fiabilistes basent leurs évaluations sur de nombreux paramètres dont en premier lieu les taux de défaillance. Ces paramètres sont obtenus par défaut à partir des bases de données de fiabilité. Pour la plupart, ce sont des recueils de données : OREDA [25], EIReDA [11], Exida [7], NPRD-95 [22] et bien d'autres, issus des retours d'expérience de secteurs d'activité variés.

Les utilisateurs potentiels de celles-ci, se basent sur le fait que leurs matériels sont sensiblement similaires et que les paramètres de fiabilité stockés au niveau de ces bases peuvent être transposés à leurs préoccupations. Or on constate que les données de fiabilité des systèmes étudiés ne sont pas homogènes, comme le laissent supposer les variations parfois non négligeables des taux de défaillance entre les bases. Les causes sont nombreuses :

- les matériels ont des caractéristiques qui leurs sont propres. Un même type de système se décline sous de nombreux équipements dont la fiabilité est différente ;
- les conditions d'utilisation et l'environnement de fonctionnement varient entre les systèmes. La fiabilité des matériels mécaniques (e.g la vanne) est sensible aux taux de charge, aux modes de fonctionnement, aux stress à la sollicitation, aux modes de défaillance pris en considération, aux politiques de maintenance. . .
- faire la synthèse des données recueillies pour chaque type de système, nécessite souvent de regrouper sans distinction des matériels aux propriétés intrinsèques et extrinsèques variées, sans distinction de caractéristiques.

L'utilisation de ces bases comme données d'entrée pour l'évaluation de la fiabilité entraîne par conséquent de grandes incertitudes quant à la pertinence des résultats. Le second point qu'il convient de noter est que toutes les bases de données exposées ci-dessus ne fournissent que des taux de défaillance constants. Toutefois, les mécanismes de dégradation des composants mécaniques comme par exemple la fatigue, les vibrations, la corrosion et autres stress créent des phénomènes d'usure et par conséquent illustrent le phénomène de vieillissement le système. A cela on peut ajouter une période de rodage qui provoque généralement des défaillances pour les jeunes systèmes. Tout cela amène les taux de défaillance des systèmes mécaniques à dépendre du temps de fonctionnement. Bien qu'elles y fassent allusion [25], les bases de données n'incluent cette variabilité.

Prenant en considération ces remarques, nous proposons dans le chapitre suivant une méthode de modélisation des taux de défaillance, spécialement conçue pour répondre aux caractéristiques des systèmes mécaniques. Les taux de défaillance ainsi modélisés dépendront des facteurs d'influence, et seront en fonction du temps.

2.2 État de l'art

2.2.1 Fiabilité

La fiabilité est une discipline fondamentale de sûreté de fonctionnement (science des défaillances et des pannes) permettant d'évaluer la confiance qu'on peut accorder à un système pour satisfaire une ou plusieurs fonctions dans des conditions données [8].

Durant notre travail, nous allons considérer une définition plus compacte, soulignant une relation fondamentale, utile pour notre étude, [6] :

"la fiabilité est la capacité d'un système industriel d'effectuer une tâche donnée sur un temps, sans défaillance".

Dans cette définition, nous pouvons comprendre que la fiabilité est décrite par la probabilité qu'a le système d'accomplir une ou plusieurs fonctions requises dans les conditions données, pendant une durée donnée $[0, t]$, sans qu'il tombe en panne [23] : $R(t) = \text{Prob}(\text{qu'un système } S \text{ soit non défaillant sur la durée } [0, t], \text{ en supposant qu'il n'est pas défaillant à l'instant } t = 0)$.

La caractéristique contraire est appelée défiabilité ou probabilité de défaillance. Elle est telle que :

$$F(t) = \overline{R(t)} = 1 - r(t)$$

La fonction $f(t)$ désigne la densité de probabilité de t (instant de la défaillance) et elle est donnée par :

$$f(t) = \frac{dF(t)}{dt} = -\frac{dR(t)}{dt}$$

Le taux instantané de défaillance, $\lambda(t)$, est une des mesures caractéristiques de la fiabilité. La valeur $\lambda(t)dt$ représente la probabilité conditionnelle d'avoir une défaillance dans l'intervalle de temps $[t, t + dt]$, sachant qu'il n'y a pas eu de défaillance dans l'intervalle de temps $[0, t]$:

$$\lambda(t) = \frac{f(t)}{R(t)} = -\frac{1}{R(t)} \cdot \frac{dR(t)}{dt}$$

Enfin nous pouvons écrire la fiabilité en fonction du taux de défaillance $\lambda(t)$

$$R(t) = e^{-\int_0^t \lambda(t)dt}$$

Puisque l'alignement utidié est composé de plusieurs composants, la fiabilité de l'ensemble du système dépend de la fiabilité des composants et de la connexion entre eux [1]. En général, la fiabilité est une fonction du temps évoluant en fonction de différents facteurs [9], i.e. :

- vieillissement (usure, fatigue) ;
- des caractéristiques propres à chaque système ;
- de l'environnement (événements externes) ;
- des conditions d'utilisation.

Afin de prendre en compte en plus l'aspect temporelle les facteurs d'influence interne (état courant) et éternelles (configuration du réseau, etc.), la notion de fiabilité [6] doit être élargie. Dans ce cas, la définition de la fiabilité est remplacée avec la notion de fiabilité *dynamique*. La fiabilité dynamique n'a pas de définition formelle dans la littérature [15] et [14], mais nous pouvons affirmer que :

La fiabilité dynamique caractérise la sûreté de fonctionnement d'un système, qui dépende explicitement du temps, de l'état courant du système, des conditions d'utilisation et de l'environnement externe.

Ainsi la fiabilité dynamique est une approche intégrant la théorie de la fiabilité avec l'évolution dynamique des systèmes [14]. Elle considère que le taux de défaillances peut varier par rapport au temps et aux autres facteurs d'influence. Cette approche permet d'évaluer les taux de défaillance des systèmes dynamiques complexes. Dans notre travail, la pondération des vannes se base sur la fiabilité dynamique en envisageant les facteurs suivants :

- nombre de commutations résultant des changements d'alignement ;
- taux de défaillance différent entre état ouvert et fermé ;
- stress à la sollicitation d'entrée.

2.2.2 Réseaux de Petri

Les réseaux de Petri (RdP) sont des outils graphiques et mathématiques apparus en 1962 par Carl Adam Petri [3] et qui s'applique à un grand nombre d'applications

où les notions d'événements et d'évolutions simultanées sont importantes.

Un réseau de Petri est un graphe biparti alterné qui possède deux types de noeuds : les places (cercles) et les transitions (rectangles). Des arcs (flèches) relient les places aux transitions.

L'état du système, nommé marquage, est défini par la répartition des jetons dans les places. Une transition est franchissable sous certaines conditions, notamment lorsqu'il y a suffisamment de jetons dans ses places d'entrée. Le franchissement d'une transition se traduit par une modification du marquage consistant en la consommation des jetons indispensables au franchissement de la transition et la création éventuelle de nouveaux jetons dans les places en sortie de la transition.

Le réseau de Petri est également un modèle formel permettant à travers des invariants de conclure sur respect des propriétés de vivacité (non blocage) et de sécurité (atteignabilité).

Les réseaux de Petri colorés (RDPC) [17]

Ce sont des abréviations qui associent une couleur aux jetons manipulés par le modèle. Ils ont été introduits afin de modéliser des systèmes complexes tout en gardant les possibilités de vérification. Lorsque le nombre d'entités du système à modéliser est important, la taille du réseau de Petri devient rapidement énorme, et si les entités présentent des comportements similaires, l'usage des réseaux colorés permet de condenser le modèle. En effet, une couleur est une information attachée à un jeton. Cette information permet de distinguer des jetons entre eux et peut être de type quelconque. Par conséquent, une place peut contenir des jetons de différentes couleurs et une transition peut être franchie de différentes manières, selon la couleur. Ceci est réalisé en attachant un domaine de couleur à chaque place et à chaque transition. Ainsi, les arcs ne sont pas seulement étiquetés par le nombre de jetons mais aussi par leurs couleurs. Le franchissement d'une transition est alors conditionné par la présence dans les places en entrée du nombre de jetons nécessaires, qui en plus satisfont les couleurs qui étiquettent les arcs. Après le franchissement d'une transition, les jetons qui étiquettent les arcs d'entrée sont retirés des places en entrée tandis que ceux qui étiquettent les arcs de sortie sont ajoutés aux places en sortie de cette transition (figure 2.1).

Les réseaux de Petri temporisée (RDPT) [12]

Ce sont des extensions qui associent une durée aux places (réseau P – *temporis*) ou aux transitions (réseau T – *temporis*). Si une durée d est associée à une place p , tout jeton arrivant dans cette place devient indisponible pendant la durée d . Si une durée d est associée à une transition t , lorsque la transition est validée et que son franchissement est décidé, les jetons concernés sont réservés pendant une durée t et

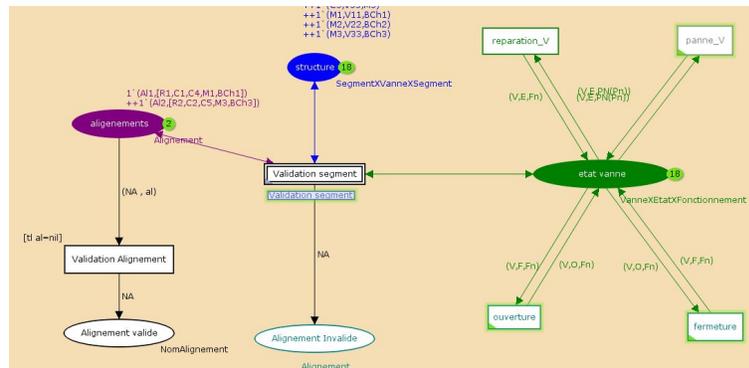


FIGURE 2.1 – Réseau de Petri Coloré

la transition t est tiré à l'expiration de ce délai. une telle durée peut être déterministe et/ou probabiliste.

Les réseaux de Petri temporels [21]

Ce sont des extensions qui associent un intervalle de temps à chaque transition- représentant les instants entre lesquels la transition peut être tirée. Dès que une transition est sensibilisé, ces deux valeurs se mettent à décroître de manière synchrone au temps et dès que la borne inférieure arrive à zéro, la transition devient franchissable. Si la transition n'est pas tiré, le temps peut continuer à avancer et la deuxième borne continue de décroître jusqu'à ce que sa valeur soit nulle, auquel cas, doit être tirée ou désensibilisé par une autre.

Les réseaux de Petri stochastique (RDPS) [10]

Ce sont des extensions qui associent une probabilité à chaque transition. les transitions validées sont tirées après un intervalle de temps déterminé suivant une distribution probabiliste.

Plate-forme CPN-Tools

Pour implementer des modèles RdP colorés, il existe de nombreux outils de simulation : CoopnBuilder [5], TINA [28], MISS-RdP© [27], ... Parmi ces outils, nous avons choisi le CPN-Tools (CPN Tools : Computer Tool for Coloured Petri Nets) [26] pour explorer le comportement du réseau de pipeline et des alignements. CPN-Tools permet l'édition, la simulation et l'analyse d'espaces d'états.

Chapitre 3

Contributions

Ce chapitre décrit les principales contributions de notre travail durant cette première année de thèse. Dans la première section, nous proposons une fonction modélisant le taux de défaillance de la vanne en fonction du temps et qui prend en compte les facteurs d'influence. Dans la deuxième section, nous présentons une modélisation RDPC de la vanne pondérée.

3.1 La loi de la fiabilité d'une vanne

3.1.1 Modèle générale

Dans le chapitre précédent, nous avons montré que les modes de dégradation (e.g. vieillissement, usure, fatigue, corrosion) provoquent une fiabilité décroissante. Par conséquent, le taux de défaillance des vannes ne peut pas être constant, alors il faut l'exprimer en fonction du temps, puis en l'adaptant au changement des conditions d'exploitation.

L'approche, que nous proposons, modélise le taux de défaillance des vannes, en tenant compte [4] :

- d'une dépendance temporelle explicite ;
- de l'influences des facteurs (Le nombre des commutation, l'état courant de la vanne (en ouverture/fermeture) et le stress à la sollicitation).

Nous utilisons un modèle semi-paramétrique de la forme [8] :

$$\lambda(t, Z) = \lambda_0(t) \times g(Z)$$

où :

- $\lambda(t, Z)$ le taux de défaillance du système en fonction du temps t et de l'état Z des facteurs d'influence ;
- $\lambda_0(t)$ le taux de défaillance de base du système en fonction uniquement du temps ;

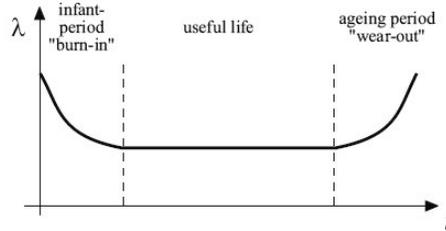


FIGURE 3.1 – Courbe en baignoire

- $g(Z)$ une fonction que dans la littérature [20] est appelée *fonction d'influence* et qui dépend uniquement de l'état des facteurs d'influence.

3.1.2 Taux de défaillance de base $\lambda_0(t)$

La distribution de Weibull est d'une pratique aisée et universellement admise, en fait elle est souvent utilisée dans le domaine de l'analyse de la durée de vie, grâce à sa exhibilité de modélisation.

Nous avons vu précédemment que les vannes répondaient rarement à un taux de défaillance constant (distribution de probabilité exponentielle). Pour cela, nous utiliserons une modélisation par la loi de Weibull à deux paramètres. Le taux de défaillance de base s'exprime alors ainsi [13] :

$$\lambda_0(t) = \frac{\beta}{\eta} \times \left(\frac{t}{\eta}\right)^{\beta-1}$$

où :

- β le paramètre de forme, sans unité ;
- η le paramètre d'échelle en unité de temps.

Cette distribution permet de modéliser trois périodes de vie d'un système mécanique selon la valeur du paramètre β :

- une période de *jeunesse*, ou encore de *mortalité infantile*, si $\beta < 1$. Le taux de défaillance est décroissant en fonction du temps correspondant à l'élimination des défauts de rodage.
- une phase dite de *vie utile*, si $\beta \approx 1$. Le taux de défaillance est faible et quasi-constant. L'équipement est dans la phase de maturité.
- une phase de *vieillesse*, ou encore d'*usure*, si $\beta > 1$. Le taux de défaillance est croissant en fonction du temps.

L'allure du taux de défaillance ainsi représenté durant ces trois phases de vie, lui donne le nom de *courbe en baignoire* (Figure 3.1).

3.1.3 Fonction d'influence $g(Z)$

La fonction d'influence sera indépendante du temps. Elle prend en compte plusieurs variables et elle représente l'influence de l'état courant de l'environnement capable d'altérer la valeur du taux de défaillance.

Les facteurs d'influence, entrant en jeu, peuvent être de nature quelconque, donc les composants du vecteur $z, (z_k)_{k=1, \dots, m}$, sont indifféremment binaires, discrets ou continus.

Dans notre travail, nous avons considéré trois facteurs d'influence :

1. l'état courant (ouverte ou fermée) de la vanne ;
2. l'historique (le nombre de commutations nécessaires aux changement d'alignement) ;
3. le stress à la sollicitation pour l'ouverture / fermeture.

Pour représenter numériquement $g(z)$, nous avons utilisé le modèle de Cox [24] s'appuyant sur une régression linéaire multiple [4] :

$$g(Z) = e^{B \times Z} = e^{\sum_{k=1}^m b_k \times Z_k}$$

où :

- m : le nombre de facteurs d'influence pris en compte dans le modèle ;
- $B = [b_1, \dots, b_m]$: le vecteur des coefficients du modèle de Cox ;
- $Z = [z_1, \dots, z_m]$: le vecteur des facteurs d'influence.

3.1.4 Estimation des valeurs de $g(Z)$

Elle se fait en deux étapes :

- Recueil des données d'entrée
- Détermination des paramètres de la fonction d'influence

Recueil des données d'entrées

Cette première étape consiste à collecter les durées de bon fonctionnement des matériels avant leurs défaillances : Time to Failure (TtF). Nous noteront ces temps T_i avec $i = 1, \dots, n$ où n est le nombre de données recueillies. Pour chaque relevée i il convient également de recueillir les états des facteurs d'influence.

Détermination des paramètres de la fonction d'influence

Notre objectif est de déterminer le vecteur $B = [b_1, \dots, b_m]$ des coefficients du modèle de Cox, en utilisant les relevés T_i et les vecteurs d'états Z_i associés. Nous utilisons pour cela la méthode du maximum de vraisemblance de Cox. Rappelons

que la vraisemblance V^* est égale au produit des contributions V_i [19] :

$$V^* = \prod_{i=1}^n V_i = \prod_{i=1}^n \frac{\lambda(T_i, Z_i)}{\sum_{j \in R_i} \lambda(T_j, Z_j)} = \prod_{i=1}^n \frac{e^{B \times Z_i}}{\sum_{j \in R_i} e^{B \times Z_j}}$$

avec :

- n : le nombre de recueils pour les données d'entrée ;
- R_i : l'ensemble des indices correspondants à des systèmes encore en fonctionnement à l'instant T_i l'indice i inclut.

En passant l'expression précédente sous sa forme logarithmique, nous cherchons le vecteur B qui maximise L^* tel que [13] :

$$L^* = \sum_{i=1}^n (B \times Z_i - \ln(\sum_{j \in R_i} e^{B \times Z_j}))$$

Pour chaque $b_k \in [b_1, \dots, b_m]$, on calcul $\frac{\partial l^*(B)}{\partial b_k}$.

$$\frac{\partial l^*(B)}{\partial b_k} = \sum_{i=1}^n Z_{ik} - \sum_{i=1}^n \frac{\sum_{j \in R_i} Z_{jk} e^{B \times Z_j}}{\sum_{j \in R_i} e^{B \times Z_j}}$$

Pour tout b_k , on calcul $\frac{\partial l^*(B)}{\partial b_k} = 0$, on obtient m équations à m inconnues de la forme :

$$\sum_{i=1}^n Z_{ik} = \sum_{i=1}^n \frac{\sum_{j \in R_i} Z_{jk} e^{B \times Z_j}}{\sum_{j \in R_i} e^{B \times Z_j}}$$

La recherche des b_k se fait ainsi par un processus itératif ou récursif de recherche comme la recherche dichotomique.

3.1.5 Estimation des valeurs de $\lambda_0(t)$

Afin de déterminer les paramètres du taux de défaillance de base $\lambda_0(t)$, nous proposons d'exprimer les TtF théoriques de base que l'on notera $T_{0,i}$. Il s'agit des TtF que l'on aurait *théoriquement* recueilli si les fonctions d'influence $g(Z_i)$ n'étaient pas entrées en jeu.

Ensuite nous avons utilisé la méthode du papier de Weibull pour lire graphiquement les valeurs de β et η .

3.2 Mise en oeuvre

Recueil des données d'entrées

Dans une première étape, nous avons estimé des valeurs approchées de T_0 . Ces valeurs seront remplacées, dans un état futur de la thèse, par des valeurs réelles issues

	T_i	Nombre des commutations	Etat	Stress à la sollicitation
1	18792	1566	fermeture	Oui
2	19080	1590	fermeture	Oui
3	19248	1604	fermeture	Oui
4	19608	1634	fermeture	Oui
5	19704	1642	fermeture	Oui
6	19776	1648	fermeture	Oui
7	19800	1650	fermeture	Oui
8	19896	1658	fermeture	Oui
9	19944	1662	fermeture	Oui
10	19992	1666	fermeture	Oui

FIGURE 3.2 – Etat des vannes en passage au mode fermé

	T_i	Nombre des commutations	Etat	Stress à la sollicitation
1	19020	1585	ouverte	Oui
2	19140	1595	ouverte	Oui
3	19260	1605	ouverte	Oui
4	19404	1617	ouverte	Oui
5	19500	1625	ouverte	Oui
6	19860	1655	ouverte	Oui
7	19884	1657	ouverte	Oui
8	19908	1659	ouverte	Oui
9	19956	1663	ouverte	Oui
10	19980	1665	ouverte	Oui

FIGURE 3.3 – Etat des vannes en passage au mode ouvert

de l'entreprise PDVSA. Nous avons considéré 10 vannes en état de fonctionnement dans un réseau de transfert de pétrole. Ces vannes, chaque 12h, passent de état fermé vers l'état ouvert puis inversement. le premier tableau (figure 3.2) représente les vannes lors du passage à l'état fermé. Le deuxième tableau (figure 3.3) représente le passage à l'état ouvert .

Détermination des paramètres de la fonction d'influence

Par maximisation du rapport de vraisemblance et en utilisant les TtF simulés comme données d'entrées T_i , nous obtenons les coefficients $\{b_k\}_{k=1,2,3}$ du modèle de Cox, donnés dans le tableau de la figure 3.4.

coefficient	valeurs
β_{comm}	5.73 E-4
β_{eduv}	3 E-2
β_{efem}	3.44 E-2
β_{iduv}	-0.985 E-8
β_{ifem}	-0.956 E-8

FIGURE 3.4 – Vecteur B des coefficients du modèle de Cox

Détermination des paramètres du taux de défaillance de base

une vanne est dite en :

phase de jeunesse si $t \leq 1000$ heures

phase de maturité si $t > 1000$ heures et $t \leq 19000$ heures

phase de vieillesse si $t > 19000$ heures

Par résolution graphique (papier de Weibull), nous obtenons les paramètres suivants du taux de défaillance de base :

$$\begin{aligned}
 - \beta &= \begin{cases} 0.98 \text{ en phase de jeunesse,} \\ 1 \text{ en phase de maturité} \\ 2.3 \text{ en phase de vieillesse} \end{cases} \\
 - \eta &= 36000 \text{ heures}
 \end{aligned}$$

Synthèse des résultats

Après le calcul des paramètres de la fonction des taux de défaillance de vanne, nous pouvons écrire par exemple :

– pour une vanne fermée en phase de vieillesse :

$$\lambda(t, Z) = \frac{2.3}{36000} \times \left(\frac{t}{36000}\right)^{1.3} \times e^{5.7310^{-4} \times Z_1 + 3.4410^{-2} \times Z_2 - 0.95610^{-8} \times Z_3}$$

– pour une vanne ouverte en phase de jeunesse :

$$\lambda(t, Z) = \frac{0.98}{36000} \times \left(\frac{t}{36000}\right)^{-0.02} \times e^{5.7310^{-4} \times Z_1 + 310^{-2} \times Z_2 - 0.98510^{-8} \times Z_3}$$

Modélisation des vannes

Cette partie, consiste à modéliser les vannes et leurs comportements. Pour cela, nous avons utilisé les RDPHN. En effet, chaque vanne est modélisé par un jeton coloré qui contient ses informations relatives telque le nom de la vanne, le nombre de commutation, l'état courant, la date début fonctionnement et la fiabilité dynamique. Ses informations évoluent au fil du temps et de leur exploitation.

La figure 3.5 modélise des vannes qui changent de mode de fonctionnement (ouvert/fermé) à chaque intervalle fixe du temps. La figure 3.6 représente la variation de la fiabilité dynamique au fils de 20000 heures de fonctionnement. Dans la section suivante, le fonctionnement des vannes sera commandé par les alignements condidats.

3.3 Modèle tandem

Actuellement, une modélisation RDPHN générique de tout un réseau de transfert de pétrole est réalisée où l'ouverture/fermeture des vannes engagées est commandées

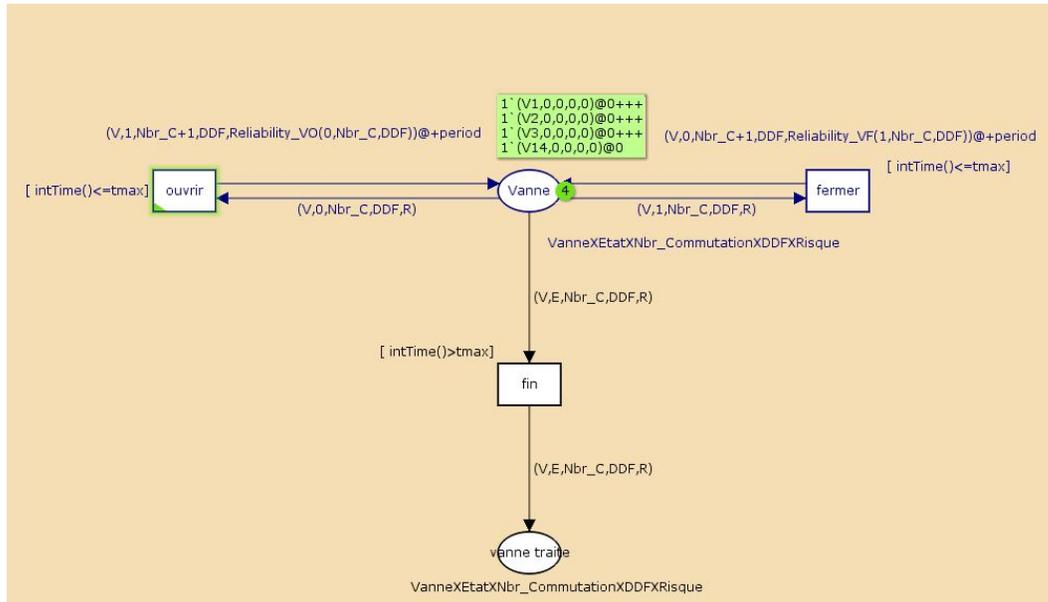


FIGURE 3.5 – Modélisation RDPHN du comportement des vannes

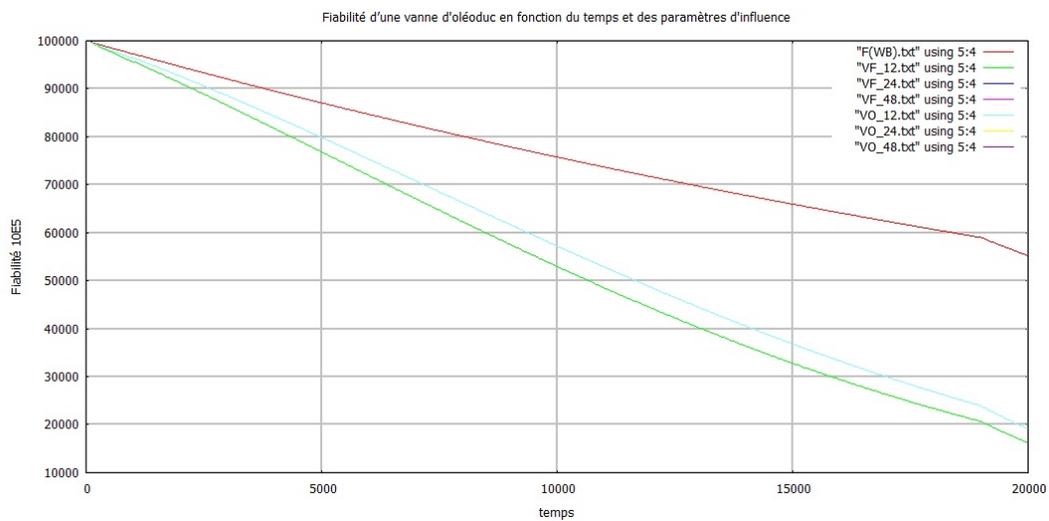


FIGURE 3.6 – Fiabilité dynamique d'une vanne d'oléoduc en fonction du temps et des paramètres d'influence

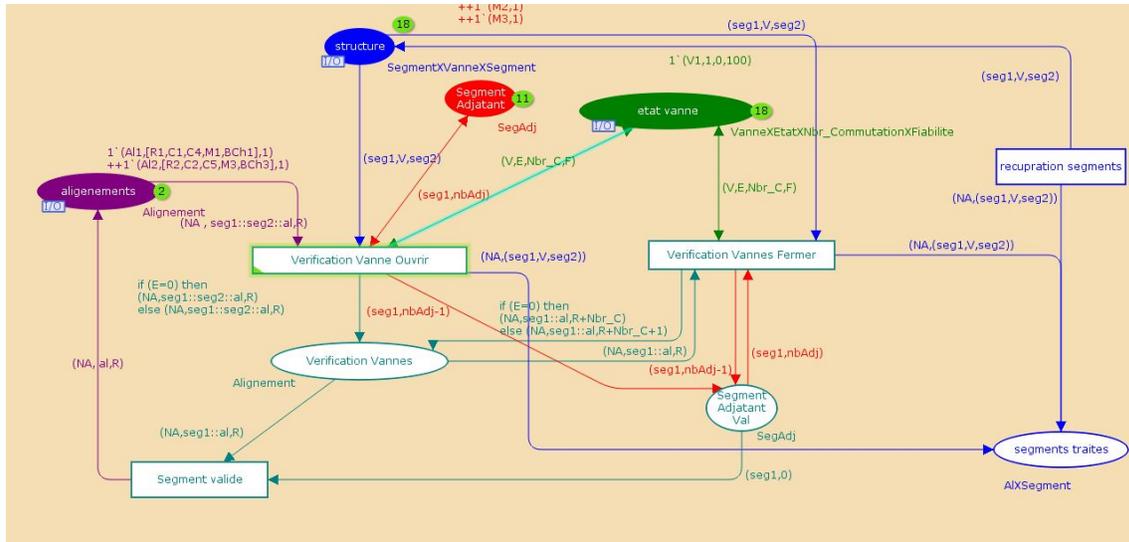


FIGURE 3.7 – Modélisation RDPHN du comportement d’un réseau de transfert de pétrole

par ses alignements (figure3.7). Nous travaillons actuellement sur la formules qui calcule le risque d’un alignement à partir de la fiabilité dynamique de ses vannes connexes.

Chapitre 4

Conclusion

Au cours de cette première année de thèse, nous avons réalisé, dans une première partie, une étude bibliographique sur les réseaux de transfert de pétrole. Plus particulièrement, nous avons étudié les travaux de recherche et les résultats obtenus dans le cadre de la gestion des alignements et de la fiabilité des systèmes mécaniques. Ces travaux nous ont permis de se familiariser avec les résultats existants dans la thématique de notre thèse et d'exprimer les manques perçus par nos travaux, à savoir :

- une formule qui calcule la fiabilité dynamique d'une vanne dépendant du temps et des conditions d'exploitation.
- un modèle formel pour la validation de nos approches qui prend en compte le calcul de la fiabilité dynamique des vannes commandées à l'ouverture/ fermeture par les alignements candidats, la détermination du risque des alignements.
- une approche d'optimisation au niveau de l'ouverture/ fermeture des vannes.

Dans une deuxième partie, nous nous sommes intéressés d'une part à la fonction de calcul de la fiabilité dynamique qui pondèrera les vannes du réseau d'oléoducs. En effet, cette fonction calcule le taux de défaillance en tenant compte du vieillissement, de l'usure due aux commutations précédentes, du stress dus à la sollicitation et de l'état courant : ouverte/fermée. D'une autre partie, nous avons choisi d'utiliser un modèle formel permettant la modélisation du fonctionnement des réseaux d'oléoducs. Pour cela, nous avons utilisé les réseaux de Petri haut niveau. Ils modélisent le fonctionnement d'un réseau d'oléoducs ainsi que les alignements candidats et intègrent les mécanismes de calcul de fiabilité dynamique pour la pondération des vannes.

Notre travail représente une première étape qui a les perspectives suivantes :

- l'assurance des maintenances préventives des vannes les plus risquées.
- l'utilisation d'un modèle stochastique pour le calcul du risque des alignements.
- l'optimisation dans la réservation des vannes engagées dans les alignements par la libération des vannes qui ne sont plus indispensable de l'acheminement

du pétrole.

Bibliographie

- [1] A. Villemeur. Sûreté de fonctionnement des systèmes industriels. Eyrolles, 1988.
- [2] B. Lanternier. Etude de la fiabilité des matériels mécaniques dans les dispositifs de sécurité prise en compte des contributeurs intrinsèques et extrinsèques. INERIS, 2006 ;
- [3] C. A. Petri, C. A. Kommunikation mit Automaten. PhD thesis, Institut für instrumentelle Mathematik, 1962, Bonn.
- [4] C. Dominique P. Lyonnet F. Brissaud, B. Lanternier. Modélisation des taux de défaillance en mécanique. INERIS, 2007.
- [5] Concurrent Object-Oriented Petri Nets, 2012.
<https://smv.unige.ch/research-projects/co-opn>
- [6] D. Singh. Engineering Reliability : New techniques and applications. Wiley-Interscience, 1981.
- [7] Exida L.L.C., Electrical and Mechanical Component Reliability Handbook, 2005.
- [8] F. Brissaud. Contributions à la modélisation et à l'évaluation de la sûreté de fonctionnement de systèmes de sécurité à fonctionnalités numériques. Docteur, Université de technologie de Troyes, Optimisation et sûreté des systèmes, 2011.
- [9] G.-A. Perez Castaneda. Évaluation par simulation de la sûreté de fonctionnement de systèmes en contexte dynamique hybride. Docteur, Institut national polytechnique de Lorraine, Automatique et traitement du signal, 2009.
- [10] G. Balbo. Lectures on Formal Methods and Performance Analysis, chapter Introduction to Stochastic Petri Nets, 2001.
- [11] H. Procaccia, P. Aufort, S. Arsenis , The European Industry Reliability Data Bank (EIReDA), Third Edition, 1998.
- [12] I. Suzuki and H. Lu. Temporal petri nets and their application to modeling and analysis of a handshake daisy chain arbiter. IEEE transactions on computers, 1989.

-
- [13] J.C. Augé , J. Lallement, P. Lyonnet, Reliability of mechanical components accelerated testing and advanced statistical methods, *Advances in Safety and Reliability : ESREL'97*, vol. 3, Lisbon, 1997, Lisbon, Editions C.
- [14] J. Devooght. *Dynamic Reliability*. Springer, 2002.
- [15] J.-F. Aubry N. Brinzei, G.-A. Perez Castaneda. *Sûreté de fonctionnement prévisionnelle en contexte dynamique*. Présenté au Workshop Surveillance, Sûreté et Sécurité des Grands Systèmes 2009, Nancy, Fr, 2008.
- [16] J. Rojas D'Onofrio. *Capacité opérative des réseaux de transfert de pétrole*. Docteur, Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, électronique, Electrotechnique, automatique, 2011.
- [17] K. Jensen, (1997). *Coloured Petri Nets. Basic Concepts, Analysis Methods and Practical Use*. Three Volumes.
- [18] Naval Surface Warfare Center. *Handbook of Reliability Prediction Procedures for Mechanical Equipment*. MIL-HDBK, 2006 ;
- [19] P. Lyonnet, R.Toscano,P.L. Maisonneuve,B. Lanternier, *Modélisation de la fiabilité des macro-composants mécaniques à partir de modèles mathématiques et de réseaux de neurones, comparaisons des méthodes*, *Proceedings of 24 th Machinery Vibration, Reliability and Maintenance*, 2006, Montréal, CMVA.
- [20] P.-L. Maisonneuve-B. Lanternier P. Lyonnet, R. Toscano. *Modelisation de la fiabilité des macro-composants mecanique à partir de modèles mathématiques et de réseaux de neurones*. INERIS, 2006.
- [21] P. Meir Misra. *Astudy of the recoverability of computing systems*. PhD thesis, 1974.
- [22] Reliability Analysis Center (RAC), *Nonelectronic Parts Reliability Data 1995 (NPRD-95)*, 1995.
- [23] R. Iserman. *Fault-diagnosis system : An introduction from fault detection to fault tolerance*. Springer, 2006.
- [24] S. Chevret J.F. Timsit, C. Alberti. *Le modèle de cox. SPLF*, 2005.
- [25] SINTEF industrial management, *Offshore Reliability Data (OREDA)*, 2002.
- [26] The CPN Tools Homepage, 2012. <http://www.daimi.au.dk/CPNtools>.
- [27] The Interactive Modelling and System Simulation by Petri Nets Homepage. <http://www.gfic-oasys.com/english/miss/description.htm>
- [28] The TIme petri Net Analyzer Homepage, 2012. <http://projects.laas.fr/tina/>
- [29] Y. Mortureux. *La sûreté de fonctionnement : méthodes pour maîtriser les risques*, 2005.

Rapport d'avancement de travaux 1A.

Développement et implantation d'un modèle de diode par VHDL-AMS. Discrétisation selon la méthode Scharfetter-Gummel

Doctorant : Joseph Kesserwani^{1,2}.

Directeurs : Pr. Bruno Allard² .

Pr. Youssef Zaatar¹.

1-Plateforme des Sciences et Technologie, Université Libanaise, Liban.

2-Ampère, INSA de Lyon, France.

I-Introduction

L'équipe Electronique de Puissance et Intégration, au sein de l'UMR Ampère, s'intéresse à la modélisation de type « circuit » des composants de puissance dans leur environnement. L'objectif est de fournir des outils aux étapes de vérification physique de système de puissance, dans le cadre du prototypage virtuel.

Le prototypage virtuel recouvre un très grand nombre d'étapes, liées aux analyses variées nécessaires à la conception d'un système à partir de spécifications. Concernant le convertisseur de puissance, un des éléments du système (au sens général), la première approche est basée sur une représentation de type « moyen », capable de relier quelque part le budget en termes de pertes, aux fonctions thermiques et en relation avec la commande. C'est à ce niveau que se joue l'analyse de profils de mission pour valider une architecture. L'équipe EPI a travaillé à l'émergence de procédures systématiques¹ pour la construction de ces modèles moyens non-linéaires, puisqu'englobant des notions de pertes ou de retards à la commande logique. Plusieurs étapes suivantes concernent le dimensionnement du convertisseur et la relation entre ses composants et sa géométrie. A ce stade, l'analyse de l'impact des éléments parasites liés à la géométrie passe par une identification de ces éléments parasites et ceux-ci doivent être couplés à des modèles à faible coût de simulation pour prédire les ondes de commutation, voire des signatures CEM (partie conduite, spectre basse fréquence).

Ces modèles de composants de puissance sont de type « circuits » pour rester compatible avec le reste des éléments à intégrer dans la simulation : composants parasites comme fonctionnalité thermique. L'équipe EPI travaille depuis de nombreuses années à l'élaboration de ce type de modèles, appelés « compact ».

Les plus simples de modèles compacts de composants de puissance considèrent une approche unidimensionnelle des phénomènes physiques. Des phénomènes liés à l'espace au sein du composant sont bien entendu mis en évidence mais leur impact sur la précision est maîtrisée, pour proposer un domaine de validité du composants, validés expérimentalement. Les modèles à grande précision sont requis plus loin dans le prototypage virtuel et nous avons montré que la simulation mixte circuit-TCAD offrait de véritables solutions, mais mal adaptées à plusieurs analyses requises au niveau du système.

D'où l'importance de cette thèse dans la modélisation de niveau bas des composants en VHDL-AMS qui nous permet de générer un code correspondant à chaque composant et le traduire en un modèle comportemental qui peut être implémenter dans différents circuits et même dans différents logiciels (PSpice par exemple) pour étudier son fonctionnement. Par la technique de discrétisation selon la méthode de Scahrfetter-Gummel, on réduit bien le temps de simulation et les résultats obtenus sont très précis. De plus, la possibilité de choisir les points d'études simplifie le travail et limite la simulation sur l'intervalle d'étude désiré.

¹ B. Allard, H. Morel, Ph. Lautier, J.M. Retif, "Bond Graphs for averaged Modeling of Power Electronic Converter ", Society for Computer Simulation, Simulation Series, 1997, vol. 29, n°1, pp. 201–206.

B. Allard, H. Morel, « Analytical compact models », chapitre de livre, « Virtual prototyping », Intech, 2012

La région centrale de la diode présente un comportement important d'impact sur la réponse en commutation de la diode, dit de « forte injection ». Une formulation variationnelle des phénomènes physiques a permis d'élaborer un modèle précis lors des commutations. La figure I.1 présente la simulation d'un modèle de diode PIN, écrit en VHDL-AMS (logiciel Portunus, CEDRAT, system vision).

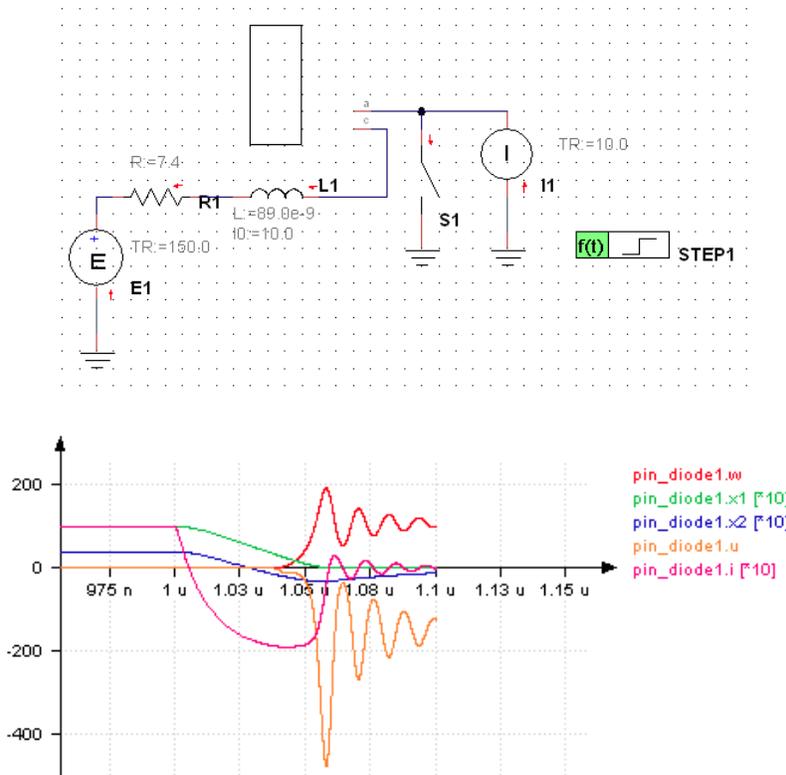


Figure I.1 : Simulation d'une diode au sein d'une cellule de commutation à l'aide du logiciel Portunus (CEDRAT)

La modélisation compacte a été appliquée à l'IGBT, sous différentes formes. Un de ces modèles, très proche d'une formulation de type Spice) inclut néanmoins les phénomènes de saturation de la base du dispositif ou de variation de transconductance de l'injection MOSFET

De même l'impact de la température n'est pas pris globalement mais tient compte d'un certain effet de gradient à l'intérieur du dispositif. Autant un modèle proche des régions semi-conductrices est basé sur des paramètres proches de la technologie du composant, autant un modèle « circuit » repose sur des paramètres plus abstraits comme le montre la figure I.3. Ceci complique la procédure d'identification des paramètres mais n'empêche pas d'obtenir une bonne précision lors des commutations.

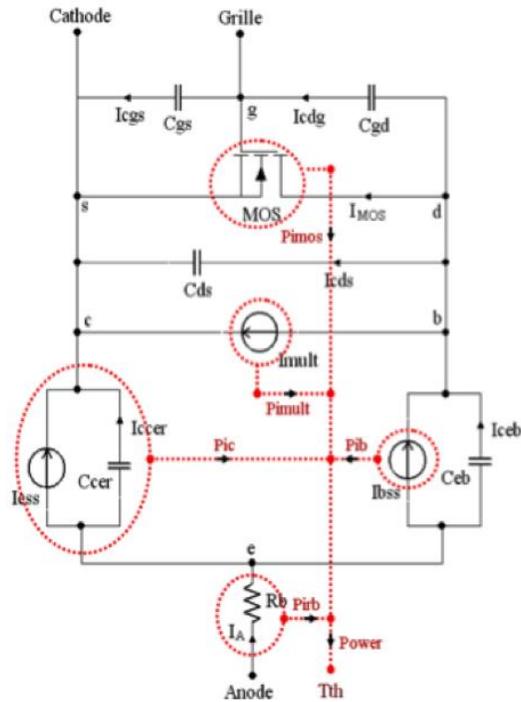


Figure I.2 : Représentation schématique d'un modèle circuit de l'IGBT (NPT)

```

----- ENTITY DECLARATION IGBT -----
ENTITY IGBT_NPT IS

  GENERIC (
    vbi : voltage := 0.6; --voltage of concentration of the junction drain-source [V]
    A : real := 0.45e-004; --Device active area [m2].
    Agd : real := 0.36e-004; --Gate-drain overlap area [m2].
    WB : real := 200.0e-6; --Base width [m].
    vT : voltage := 4.5; --MOSFET channel threshold voltage [V].
    vtd : voltage := -0.8; --Gate-drain overlap depletion threshold [V].
    kplin0 : real := 3.38; --Linear region MOSFET transconductance [A/V2].
    kpsat0 : real := 6.47; --Saturation region MOSFET transconductance [A/V2].
    Cgs : capacitance := 3.0e-09; --Gate-source capacitance [F].
    Cox : capacitance := 6.6e-09; --Gate-drain overlap oxide capacitance [F].
    Isne : current := 6.0e-014; --Emitter electron saturation current [A].
    tau_hl : real := 0.3e-6; --Base high-level lifetime [s].
    NB : real := 4.7e+020; --Base doping concentration [m-3].
    Bvf : real := 100.0; --Constatnte empirique [-].
    Bvn : real := 1010.0; --Constatnte empirique [-].
    teta1 : real := 34.0 --teta1=1/teta,
    --teta:Transverse field transconductance factor [1/V].
  );

  PORT (
    TERMINAL cathode : electrical;
    TERMINAL gate : electrical;
    TERMINAL anode : electrical;
  );

END ENTITY IGBT_NPT;

```

Figure I.3 : En-tête d'un modèle « circuit » d'IGBT en langage VHDL-AMS.

La figure I.4 montre que sans trop d'effort le modèle d'IGBT évalue des ondes de commutation assez comparables à l'expérience (au sein d'une cellule de commutation). Les principaux paramètres de la commutation de l'IGBT sont évalués avec une précision acceptable pour certaines analyses de la conception d'un convertisseur.

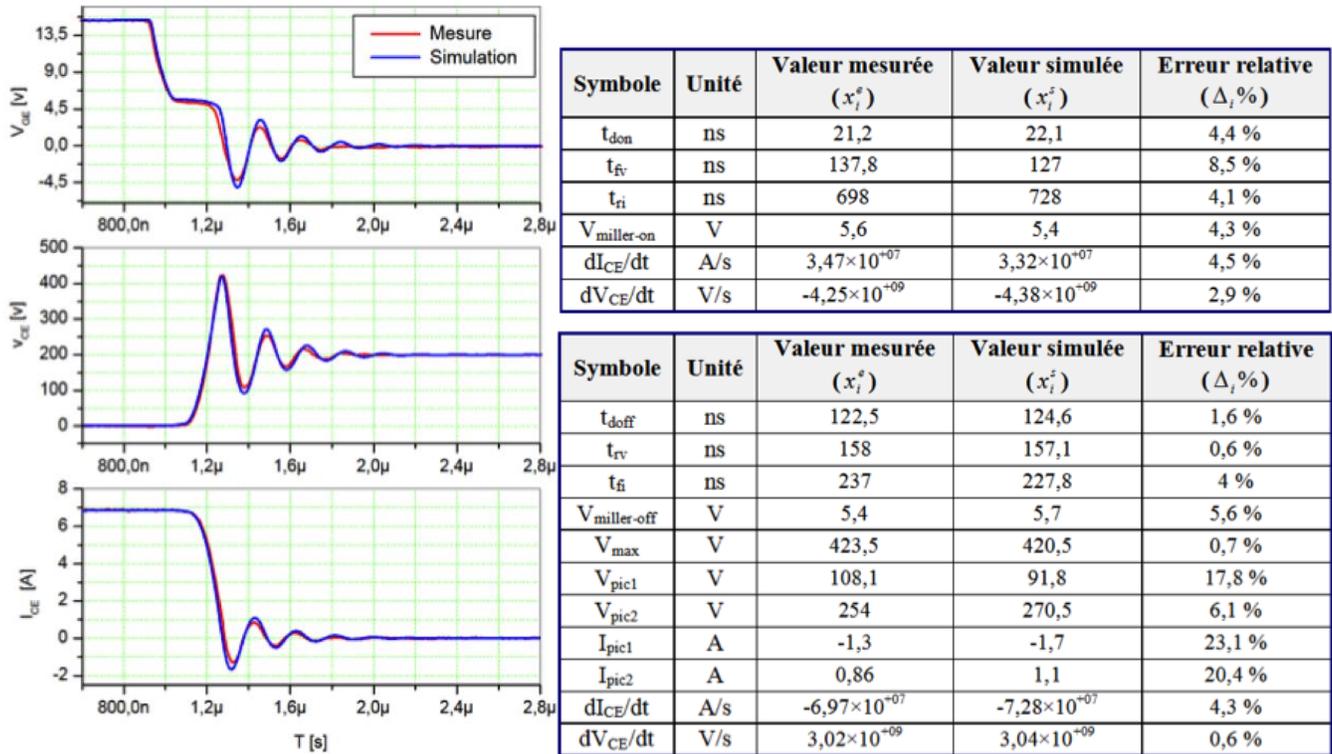


Figure I.4 : Ondes de commutation d'un IGBT SGP30N60 et tableau de comparaison sur la base des principaux paramètres de commutation.

Les travaux ont permis de mettre en évidence certaines limitations de ce type de modèles dès qu'une précision plus grande est requise. C'est par exemple le cas si la simulation électrothermique doit servir à des analyses CEM ou à long terme à des analyses de contraintes thermomécaniques. La figure I.5 montre l'erreur commise sur l'évaluation de la charge de grille de l'IGBT par rapport à l'expérience dans une cellule de commutation donnée. Le courant direct, I_F et la tension inverse, V_R , sont les principaux paramètres de la cellule de commutation. L'erreur devient inacceptable dans certaines conditions. L'origine de cette erreur d'évaluation tient à la représentation de l'IGBT, à savoir sous la forme d'une seule cellule alors que le dispositif est multicellulaire. Lors de la commutation, ces très nombreuses cellules ne sont pas sollicitées de manière égale. Cette dispersion n'est pas prise en compte.

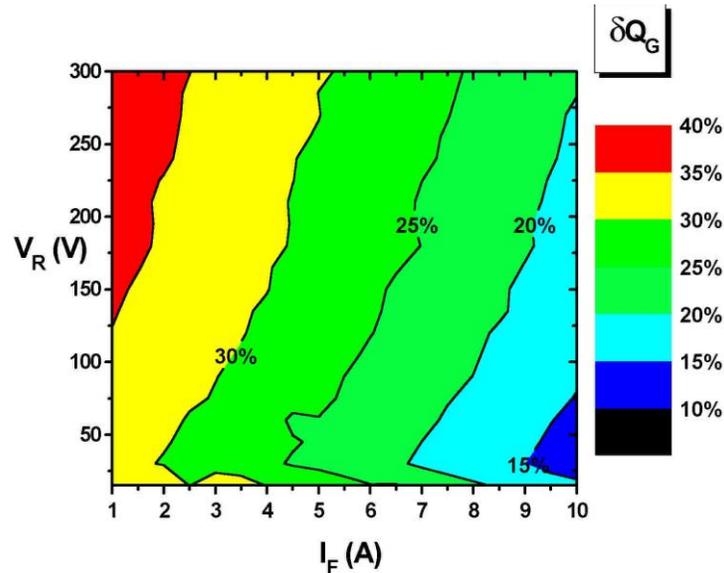


Figure I.5 : Erreur sur l'évaluation de la charge de grille lors de la commutation à la fermeture de l'IGBT.

II-Intérêt de la thèse :

II.1-Pertinence du projet.

L'état de l'art, correctement repris dans les thèses successives du laboratoire depuis 10 ans, montre que la modélisation de module de forte puissance est délicate.

Les modèles de composants livrés par les fabricants sont, au mieux, validés pour la caractéristique statique, sans plus. Notre étude consiste à étudier en premier temps le comportement de la diode aux différents points dans chaque région de dopage et passer par la suite à l'étude du comportement des transistors bipolaires et des transistors IGBT.

D'où vient le rôle des techniques de discrétisation qui permettent de transformer les problèmes mathématiques qui résultent de la traduction des modèles dans ces théories :

- Sans discrétisation, on obtient des équations aux dérivées partielles posées sur un domaine continu, que l'on ne sait généralement pas résoudre ;
- avec une discrétisation, on obtient des systèmes d'équations algébriques, pour lesquels il existe de nombreuses méthodes de résolution éprouvées.

Ces techniques apportent des modifications importantes aux théories auxquelles elles sont appliquées, et tendent à en restreindre le domaine de validité. La discrétisation peut donc contribuer de façon significative aux écarts entre résultats des simulations et réalité, et nous nous proposons d'analyser cette contribution dans le cas des éléments finis. Plus le nombre de points d'étude augmentent, plus les résultats de simulation s'approchent des valeurs théoriques. De plus les techniques de discrétisation nous permettent de limiter notre étude sur un intervalle bien déterminé pour minimiser le temps de simulation.

Le cas de la diode étant traité et testé, ces techniques de discrétisation seront appliquées sur autres dispositifs comme les transistors bipolaires et les transistors IGBT par exemple pour être implémenté dans des circuits plus complexes.

II.2-Apport de la thèse.

La conception assistée par ordinateur (CAO) est largement utilisée dans l'industrie des semi-conducteurs pour la conception et l'analyse des différents composants dont l'étude consiste à résoudre l'équation de dérive-diffusion et l'équation de Poisson. La caractéristique non linéaire de ces équations demande des solutions numériques interactives.

Le schéma de Scharfetter-Gummel est utilisé classiquement pour discrétiser l'équation de dérive-diffusion non dégénérée (ou équation de Schockley) pour simuler les phénomènes de transport des particules «électrons et trous» dans un semi-conducteur. Initialement cette méthode a été appliquée à un domaine unidimensionnel.

Par la suite, cette méthode a été étendue au problème bidimensionnel sur la base d'un maillage rectangulaire. L'objectif donc de cette thèse serait en premier temps d'implémenter un modèle de diode par VHDL-AMS basé sur la discrétisation selon la méthode Scharfetter-Gummel.

Le langage VHDL-AMS (Hardware Description Language – Analog Mixed Signal) est un langage de description comportemental pour les circuits analogiques et mixtes. Inspiré de son équivalent pour les circuits logiques, le VHDL, VHDL-AMS serait donc une extension. Etant donné que le langage VHDL-AMS est de haut niveau, ceci nous permettra de modéliser le comportement de systèmes physiques, électriques, mécaniques ou autres. Parallèlement VHDL-AMS permet de créer des modules, appelés « entités ». Ceux-ci sont définis par leurs ports externes (qui sont une interface avec les autres architectures ou entités) et par des équations mathématiques. La possibilité d'utiliser directement des relations mathématiques lors de la description du modèle nous donne une grande souplesse d'utilisation. Comme tous les langages de description comportementale analogique, VHDL-AMS est initialement dédié à la modélisation de type « haut niveau », tel que la modélisation d'un système électronique complet. L'utilisation d'un tel langage afin de réaliser un modèle de diode, constitue donc une alternative de ce dernier.

En raison du grand nombre de nœud il est nécessaire de générer le code VHDL-AMS à partir d'une interface de type java. Les résultats obtenus par cette méthode seront comparés avec d'autres obtenus par différents autres logiciels.

Le modèle à concevoir aura comme objectif :

- Correspondre aux spécifications initialement tracés par les concepteurs et ceci afin de leur permettre de mettre en évidence les différentes caractéristiques des modules.
- Simuler facilement l'intégration et/ou l'adéquation du composant dans un système donné
- être conçus de sorte qu'il soit utilisé dans des composants plus complexes.

II.3-Plan de travail.

- 1) Définition d'un modèle compact de la diode de puissance des modules de puissance, pour les systèmes de commande des moteurs électriques. Cette étude passe par une étude bibliographique pour finaliser un modèle comportemental, l'utilisation d'un langage de description facilitera l'implémentation du modèle. (VHDL-AMS, Verilog-A). Le modèle compact de diode servira de référence pour valider en première approche les modèles par discrétisation
- 2) Discrétisation de l'équation de dérive-diffusion selon le schéma de Scharfetter-Gummel pour une structure unidimensionnelle. solution numérique avec Matlab.

- Vu le très grand nombre de nœuds il sera important la création d'une interface java pour générer le code VHDL-AMS.
- 3) Discrétisation de l'équation de dérive-diffusion selon le schéma de Scharfetter-Gummel pour une structure bidirectionnelle. Génération du code VHDL-AMS.
 - 4) Comparaison des résultats avec d'autres logiciels (Saber ,...).
 - 5) Ces modèles doivent pouvoir être identifiés à l'aide d'une série de mesures clairement définies. Le développement nécessite l'instrumentation de modules pour les différentes analyses nécessaires à l'acte de modélisation. En particulier des points de mesure doivent être obtenus à la puissance nominale du module et requiert un banc adapté.
 - 6) Optimisation de la génération du code VHDL AMS.
 - 7) Intégration de ces modèles dans une simulation « système » (simulation mixte analogique/numérique).

III-Production de première année

III.1-Partie bibliographique sur la jonction P-N

Il est nécessaire avant d'aborder l'étude des composants électroniques de préciser les propriétés des électrons dans les semi-conducteurs et de définir les grandeurs physiques dont les évolutions conditionnent les caractéristiques électriques ou optiques des composants.

L'annexe A1 a pour objet de présenter les notions fondamentales pour l'étude du comportement électrique des dispositifs semi-conducteurs et de traiter la partie bibliographique de la jonction P-N.

III.2-Travail effectué

III.2.1-Introduction.

Pour aborder le calcul numérique des solutions d'un problème réel à l'aide d'un outil informatique, il faut passer par les étapes suivantes :

- i. Description qualitative de phénomènes physiques.
Cette étape nécessite d'établir toute les relations nécessaires pour le phénomène qu'on désire quantifier.
- ii. Modélisation.
Il s'agit, à partir de la description qualitative précédente, d'écrire un modèle mathématique. On supposera que le modèle nous emmène à un système de d'équations

aux dérivées partielles EDP. Pour trouver les solutions il faut faire appel à des techniques de résolution approchée.

- iii. Analyse mathématique.
Même si la résolution du modèle ne peut pas ramener à une solution explicite, il est nécessaire d'étudier le système mathématiquement et vérifier si la solution existe et s'il y a continuité de la solution par rapport aux données.
- iv. Discrétisation et résolution numérique.
Un problème posé sur un domaine continu (espace-temps) n'est pas résoluble par un ordinateur qui ne peut traiter qu'un nombre fini d'inconnus. Pour se ramener à un système à dimensions finies, il faut discrétiser l'espace et/ou le temps.
- v. Analyse numérique.
Une fois le problème résolu, il est raisonnable de se demander si la solution obtenue est proche de la valeur désirée.
- vi. Mise en œuvre, programmation et analyse des résultats.

III.2.2-L'équation de Poisson.

L'équation de Poisson est donnée par la relation suivante :

$$\frac{\partial V^2}{\partial x^2}(x,t) + \frac{\rho}{\epsilon} = 0 \quad (3.1)$$

ρ étant la charge d'espace dans chacune des régions de la jonction exprimée par la relation (3.2).

$$\rho(x) = e[N_D - N_A + p(x) - n(x)] \quad (3.2)$$

En raison de la présence du champ électrique, la diffusion-recombinaison des porteurs est limitée au voisinage de la jonction métallurgique. Loin de la jonction, la charge d'espace est nulle.

On peut représenter les expressions de la charge dans différents intervalles comme suit :

$$\rho(x) = 0 \quad \text{pour } x < x_p \quad \text{et } x > x_n \quad (3.3.a)$$

$$\rho(x) = -e.N_A \quad \text{pour } x_p < x < \frac{L}{2} \quad (3.3.b)$$

$$\rho(x) = e.N_D \quad \text{pour } \frac{L}{2} < x < x_n \quad (3.3.c)$$

L'équation de Poisson étant bien développée on peut passer à la discrétisation de cette équation pour les solutions numériques.

III.2.3-Discrétisation de l'équation de poisson.

L'équation de Poisson s'écrit sur l'intervalle $[a,b]$ à une dimension de la forme suivante :

$$\begin{cases} -U''(x)=f(x) & \text{pour } a < x < b \\ U(a) = \alpha & U(b) = \beta \end{cases} \quad (3.4)$$

$U(x)$ est l'inconnue définie sur $[a,b]$.

Les conditions aux limites sont les conditions en a et b .

Dans notre cas, $U(x)$ n'est autre que $V(x)$ et $f(x) = \frac{\rho}{\varepsilon}$.

L'intervalle $[a,b]$ n'est autre que l'intervalle $[0,L]$.

Nous allons discrétiser la relation (3.1) par une méthode aux différences finies. Elle consiste à approcher les dérivées successives d'une fonction à partir des valeurs de la fonction en certains points.

Soit la discrétisation spatiale de $[a,b]$, qui est équivalente au maillage de $[a,b]$.

Et soit $\Delta x = \frac{b-a}{n_x+1}$ le pas de discrétisation avec $n_x \geq 1$.

On définit les points $x_i = a + i\Delta x \quad \forall i=1, \dots, n_x+1$.

Pour $1 \leq i \leq n_x$, écrivons le développement de Taylor de la solution U :

$$U(x_{i+1}) = U(x_i) + \Delta x U'(x_i) + \frac{\Delta x^2}{2} U''(x_i) + \dots + \frac{\Delta x^4}{4!} U^{(4)}(x_{i+1}) \quad (3.5)$$

$$U(x_{i-1}) = U(x_i) - \Delta x U'(x_i) + \frac{\Delta x^2}{2} U''(x_i) + \dots + \frac{\Delta x^4}{4!} U^{(4)}(x_{i-1}) \quad (3.6)$$

En additionnant les deux relations (3.5) et (3.6) on obtient :

$$U(x_{i+1}) + U(x_{i-1}) = 2U(x_i) + \frac{\Delta x^2}{2} U''(x_i) + \frac{\Delta x^4}{4!} [U^{(4)}(x_{i+1}) + U^{(4)}(x_{i-1})] \quad (3.7)$$

Alors on obtiendra :

$$U''(x_i) = \frac{U(x_{i+1}) - 2U(x_i) + U(x_{i-1}))}{\Delta x^2} + \frac{\Delta x^4}{4!} [U^{(4)}(x_{i+1}) + U^{(4)}(x_{i-1})] \quad (3.8)$$

Or U est solution de l'équation (3.4) alors $\forall 0 \leq i \leq n_x$ on aura

$$\frac{U(x_{i+1}) - 2U(x_i) + U(x_{i-1}))}{\Delta x^2} + \frac{\Delta x^4}{4!} [U^{(4)}(x_{i+1}) + U^{(4)}(x_{i-1})] = f(x_i) \quad (3.9)$$

Pour Δx négligeable, on suppose que $\frac{\Delta x^4}{4!} [U^{(4)}(x_{i+1}) + U^{(4)}(x_{i-1})]$ est négligeable.

Notons $v_i \approx U(x_i)$ la solution numérique $\forall 0 \leq i \leq n_x+1$ donc la relation (3.9) est approchée par :

$$\frac{v_{i+1} - 2v_i + v_{i-1}}{\Delta x^2} = f(x_i) \quad (3.10)$$

La solution (3.10) est un système de n_x équations à n_{x+2} inconnues. D'où il faut éliminer des inconnues ou rajouter des équations.

D'où l'interprétation numérique des conditions aux limites.

On a $U(x_0) = U(a) = \alpha$ et $U(x_{n_x+1}) = U(b) = \beta$ alors on pose $v_0 = \alpha$ et $v_{n_x+1} = \beta$.

Donc le système à résoudre est le suivant :

$$\begin{cases} 2v_1 - v_2 = \Delta x^2 \cdot f(x_1) + \alpha \\ \cdot \\ \cdot \\ -v_{i-1} + 2v_i - v_{i+1} = \Delta x^2 \cdot f(x_i) \\ \cdot \\ \cdot \\ -v_{n_x-1} + 2v_{n_x} = \Delta x^2 \cdot f(x_{n_x}) + \beta \end{cases} \quad (3.11)$$

C'est un système linéaire qui s'écrit matriciellement sous la forme :

$$A \cdot v = \Delta x^2 \cdot F \quad (3.12)$$

Où

$$A = \begin{pmatrix} 2 & -1 & 0 & \dots & \dots & 0 \\ -1 & 2 & -1 & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & -1 & 2 & -1 & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & -1 \\ 0 & \dots & \dots & 0 & -1 & 2 \end{pmatrix} \quad (3.13)$$

v étant le vecteur des inconnues.

F est une fonction connue par hypothèse.

$$v = \begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \\ \vdots \\ \vdots \\ v_{n_x} \end{pmatrix} \quad (3.14)$$

$$F = \begin{pmatrix} f(x_1)L + \left(\frac{\alpha}{\Delta x^2}\right) \\ f(x_2) \\ \vdots \\ \vdots \\ f(x_{n_x}) + \left(\frac{\beta}{\Delta x^2}\right) \end{pmatrix} \quad (3.15)$$

On sait que A est symétrique, définie positive, alors A est inversible. De plus A est tri diagonale. Alors la résolution numérique de ce système ne pose pas de problème.

III.2.4-Simulation et résultats.

Avant d'aborder l'étude sur la diode il est important de représenter son profil en fonction des concentrations de dopage.

Le profil de la diode est donné par la relation 3.16.

$$\Gamma = N_A \cdot \exp \left\{ \frac{-x^2}{X_{jp}^2 \cdot \log \left(\frac{N_A}{N_D} \right)} \right\} + N_D + N_{DD} \cdot \exp \left\{ \frac{-(L-x)^2}{X_{jn}^2 \cdot \log \left(\frac{N_{DD}}{N_D} \right)} \right\} \quad (3.16)$$

ND : Dopage de la zone faiblement dopée de la diode PIN (cm^{-3}).

NA : dopage max du profil de dopage de type P (cm^{-3}).

NDD : dopage max du profil de dopage de type N (cm^{-3}).

Xjp : Profondeur de la jonction P (μm).

Xjn : Profondeur de la jonction N (μm).

L : la largeur de la profondeur de la diode PIN (μm).

En générant le code VHDL-AMS correspondant et par simulation sous le logiciel system vision on obtient les résultats représentés à la figure 3.1.b.

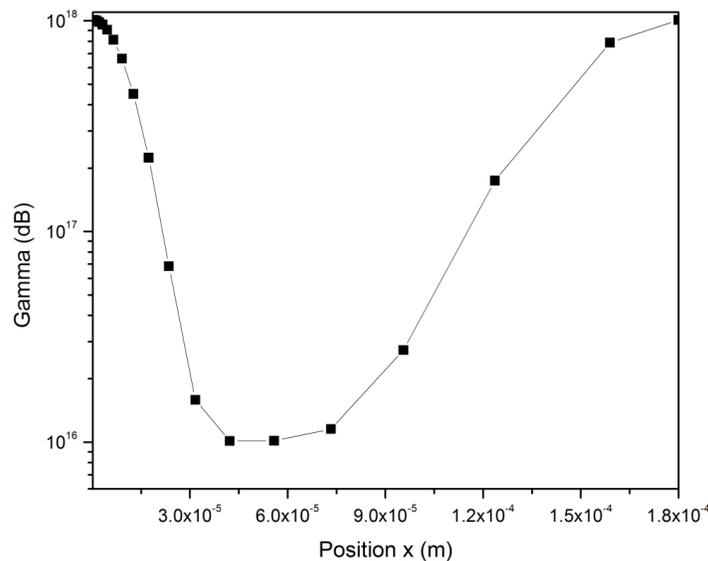


Figure 3.1.a : Profil d'une diode de puissance.

On remarque bien les 3 régions de dopage de la diode de puissance pour les valeurs de $X_{jp} = 35\mu\text{m}$ et $X_{jn} = 35\mu\text{m}$. La figure 3.1.b représente une comparaison entre le profil complet d'une diode et le profil discrétisé à 5 points.

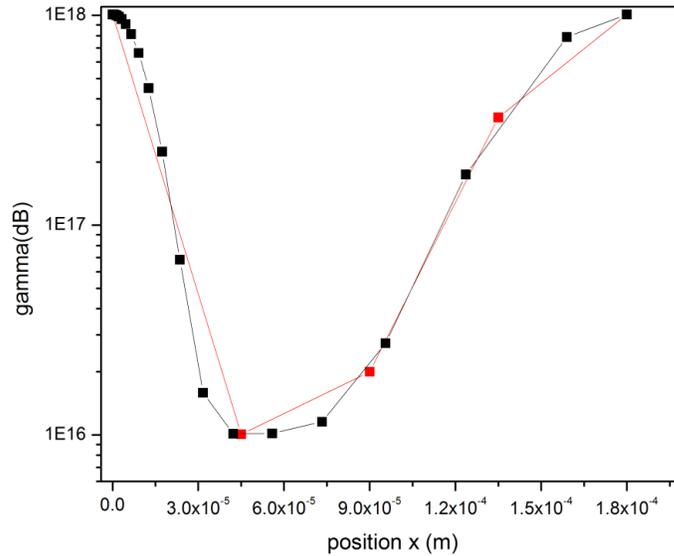


Figure 3.1.b : Comparaison des profils d'une diode de puissance.

Le profil de la diode de puissance étant présenté on peut passer à l'étude physique de la diode PIN.

A l'aide du logiciel Matlab, on génère le code approprié. Le code correspondant est représenté à la figure 3.2.

```

clear all;
Xjp=35*(10^(-6));
Xjn=95*(10^(-6));
L=180*(10^(-6));
q=-1.6*(10^(-19));
NA=10^18;
ND=10^16;
eps=1.03*10^(-10);
N=5;
hh=0;

deltax=L/N;
x=0;
for i=1:N;
    hh=hh+1;
    x(i)=i*deltax-deltax;
    if (Xjp <= x(i) && x(i) <= L/2)
        RO=q*NA/eps;

        elseif (L/2 <= x(i) && x(i)<=Xjn )
        RO=-q*ND/eps;

        else
            RO=0;

        end
    H(hh,1)=RO(1,1);
end
X=A\H;
disp(inv(A))
disp(X)
plot(x,X,'--b')

```

```

for i=1:N
    for j=1:N
        if (j==i)
            A(i,j)=-2;
        elseif (j==i+1 || j==i-1)
            A(i,j)=1;
        else
            A(i,j)=0;
        end
    end
end
disp(A)

```

Figure 3.2 : code de discrétisation de l'équation de poisson pour N=5points.

La simulation nous donne le résultat représenté à la figure 3.2.a.

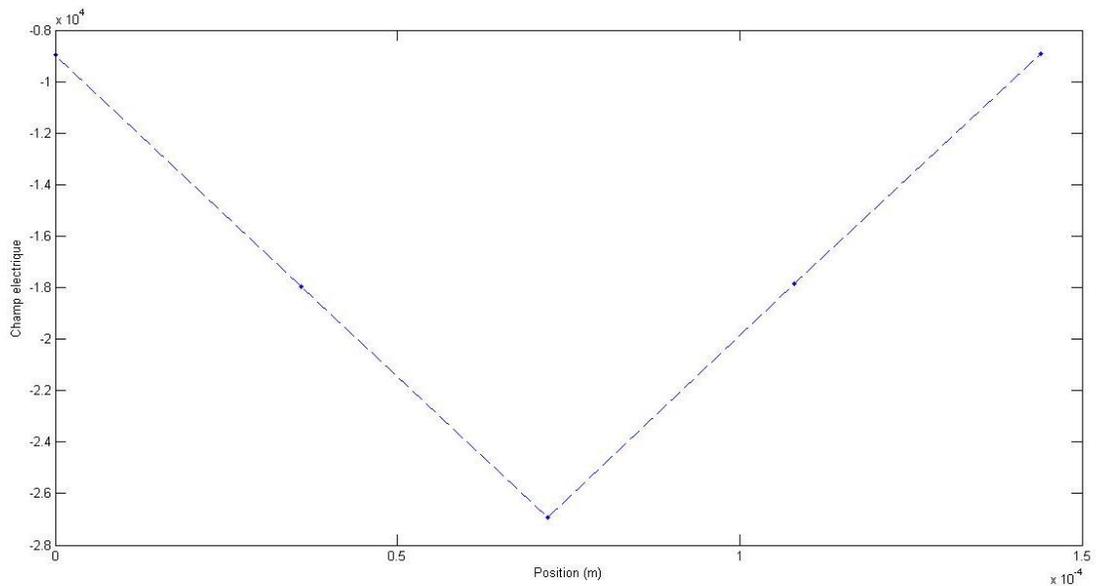


Figure 3.2.a : Graphe de l'équation de poisson discrétisée à cinq points.

On remarque que pour le cas de cinq points, le résultat obtenu n'est pas précis mais la forme de la courbure est bien respectée. Plus on augmente les points discrétisés, plus on se rapproche de la courbe réelle. La figure 3.2.b montre la différence entre les deux courbes quand on augmente le nombre de points de discrétisation.

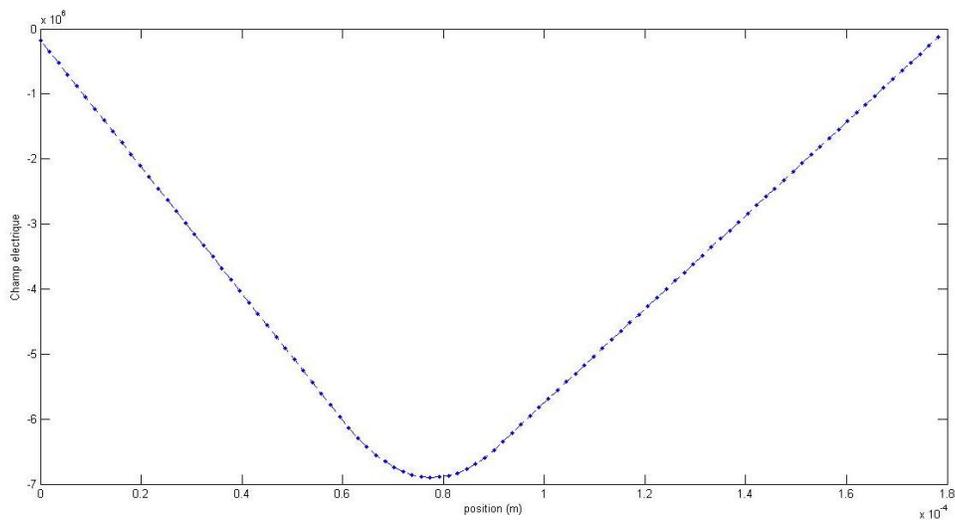


Figure 3.2.b : Graphe de l'équation de poisson discrétisée à cent points.

On remarque bien la différence de précision entre les deux figures 3.2.a et 3.2.b. La trace obtenue à la figure 3.2.b représente la forme réelle de la courbe du potentiel en fonction de la position x donnée par l'équation de poisson.

III.2.5-Discrétisation de la concentration des électrons.

L'expression de la concentration des électrons en fonction du déplacement x a été déjà établie d'après la relation (A.29). Donc on passera directement à la discrétisation à 5 points de cette concentration. Cette discrétisation a été réalisée en utilisant le logiciel Matlab après génération du code représenté à la figure 3.3.

```

clear all;
ND=10^16;
eps=1.03*10^(-10);
Xjn=95*(10^(-6));
L=180*(10^(-6));
q=-1.6*(10^(-19));
K=1.38062*10^(-23);
T=300;
hh=0;
N=5;
deltax=Xjn/N;
Vt=K*T/q;
t=-q*ND/(2*eps);

for i=1:N
    hh=hh+1;
    x(i)=i*deltax-deltax;
    X=x(i)-Xjn;
    V=t*(X^2);
    H(hh,1)=V(1,1);
    n=ND*exp(V/Vt);
    z(hh,1)=n(1,1);
end
plot(x,z,'--b')
figure
plot(x,H,'--r')

```

Figure 3.3: Code de la discrétisation de la concentration n dans la région N.

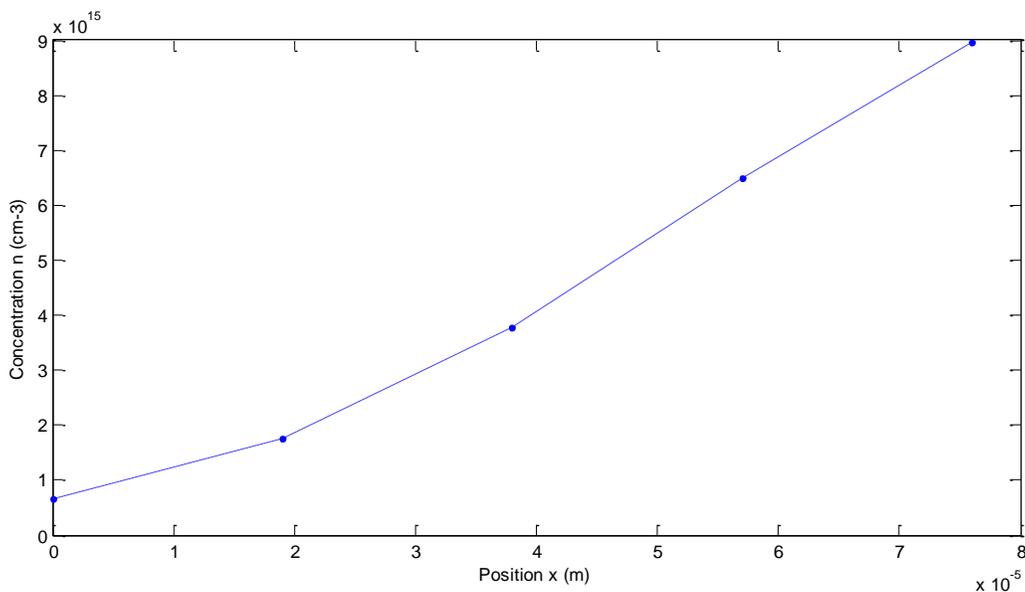


Figure 3.4 : Concentration des électrons en fonction de la position x dans la région N.

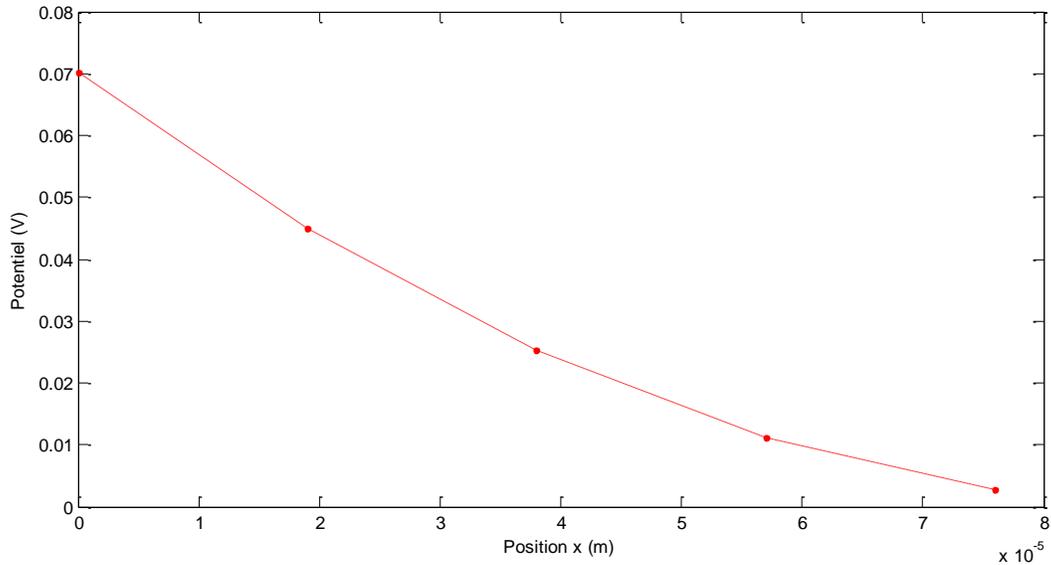


Figure 3.5 : Potentiel V en fonction de la position x dans la région N.

Pour comparer les résultats obtenus sous Matlab, cette étude a été effectuée sur le logiciel system vision pour une discrétisation de 5 points en générant le code VHDL-AMS approprié. Le code VHDL-AMS généré est représenté à la figure 3.6.

```

library IEEE;
use IEEE.std_logic_1164.ALL;
use IEEE.electrical_systems.all;
use IEEE.math_real.all;
entity concentration is
  generic (
    ND: real := 1.0E+16;
    eps: real := 1.03E-10;
    Xjn: real := 95.0E-6;
    L: real := 180.0E-6;
    q: real := -1.6E-19;
    K: real := 1.38062E-23;
    Temp: real := 300.0;
    NNN: real := 5.0 );
    port ( terminal ii,nn : electrical);
end entity concentration;
architecture concentrationN of concentration is
  quantity i across ii to electrical_ref;
  quantity deltax,x,Vt,t,Y,V,n:real;
begin
  Vt==K*Temp/q;
  deltax==Xjn/NNN;
  x==i*deltax-deltax;
  t==(-q*ND)/(2.0*eps);
  Y==x-Xjn;
  V==t*(Y**2);
  n==ND*exp(V/Vt);
end architecture concentrationN;

```

Figure 3.6 : code VHDL-AMS de la discrétisation de 5 points.

Après simulation du code on obtient les résultats représentés à la figure 3.7.a et 3.7.b.

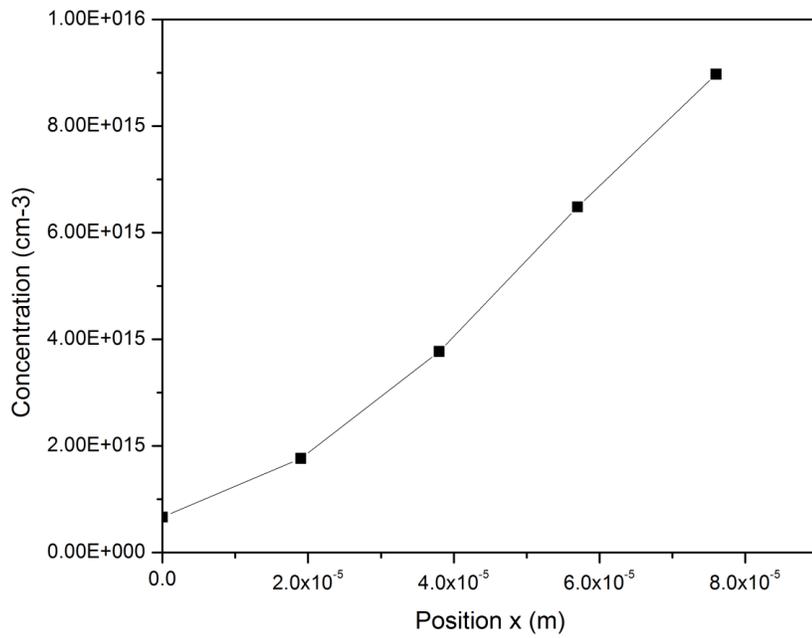


Figure 3.7.a : concentration des électrons dans la région N pour une discrétisation de 5points.

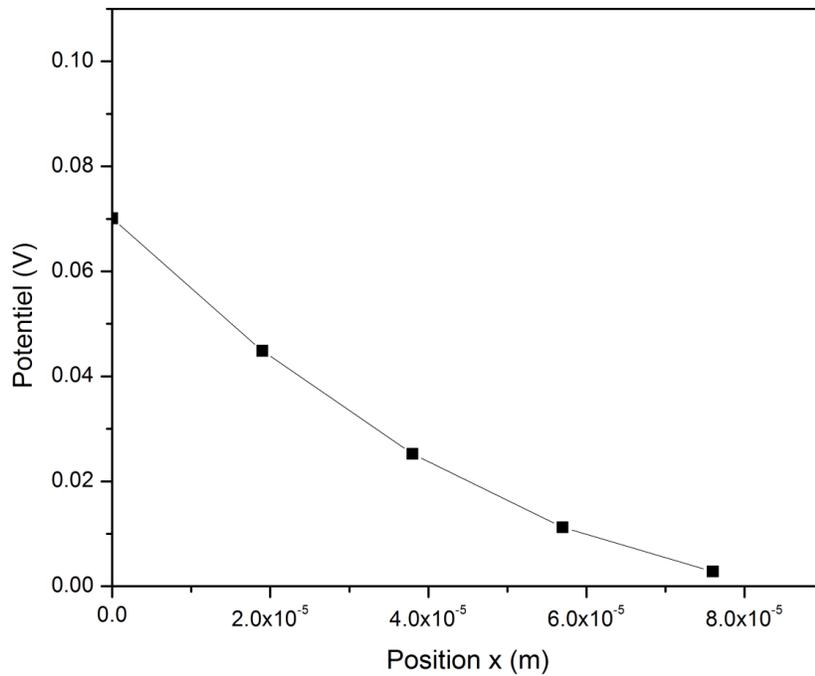


Figure 3.7.b : Potentiel V dans la région N pour une discrétisation de 5points.

III.2.6- Discrétisation de la densité du courant par la méthode de Scharfetter-Gummel.

L'expression de la densité de courant des électrons est donnée par la relation (A.41)

$$\vec{J}_n = q.n.\vec{\mu}_n.\vec{E} + q.D_n.\overrightarrow{\text{grad}n}$$

$$E = -\frac{d\varphi}{dx} \quad ; \quad \varphi \text{ étant le potentiel électrique.}$$

Sur l'intervalle $[x_i, x_{i+1}] \subset [0, L]$

$$\frac{dn}{dx} = -\frac{\mu.E.n}{D} + \frac{J}{q.D} \quad (3.17)$$

En posant $a = -\frac{\mu.E}{D}$ on aura (3.18)

$$\frac{dn}{dx} = a \left[n(x) + \frac{J}{a.q.D} \right] \quad (3.19)$$

D'où $\frac{1}{n + \frac{J}{a.q.D}} \cdot \frac{dn}{dx} = a$ (3.20)

$$\Rightarrow \ln \left| n + \frac{J}{a.q.D} \right| = ax + c \quad (3.21)$$

$$\Rightarrow n + \frac{J}{a.q.D} = \pm \exp\{ax + c\} \quad (3.22)$$

On obtiendra alors

$$\frac{n_{i+1} + \frac{J}{a.q.D}}{n_i + \frac{J}{a.q.D}} = \frac{\pm \exp\{ax_{i+1} + c\}}{\pm \exp\{ax_i + c\}} = \exp\{a(x_{i+1} - x_i)\} = \exp\{a.h_i\} \quad (3.23)$$

$$\text{D'où } n_{i+1} + \frac{J_{i+\frac{1}{2}}}{a.q.D} = \exp\{a.h_i\} \cdot \left(n_i + \frac{J_{i+\frac{1}{2}}}{a.q.D} \right) \quad (3.24)$$

$$\Rightarrow \frac{J_{i+\frac{1}{2}}}{a.q.D} (\exp\{a.h_i\} - 1) = (n_{i+1} - \exp\{a.h_i\} \cdot n_i) \quad (3.25)$$

$$\Rightarrow J_{i+\frac{1}{2}} = \frac{a.q.D}{\exp\{a.h_i\} - 1} \cdot (n_{i+1} - \exp\{a.h_i\} \cdot n_i) \quad (3.26)$$

$$\Rightarrow J_{i+\frac{1}{2}} = \frac{a.q.D}{\exp\{a.h_i\} - 1} \cdot n_{i+1} + \frac{a.q.D}{\exp\{-a.h_i\} - 1} \cdot n_i \quad (3.27)$$

a étant égale à $a = -\frac{\mu.E}{D} = \frac{\mu}{D} \cdot \frac{d\varphi}{dx}$ (3.28)

On aura alors $a = \frac{\mu}{D} \cdot \frac{\varphi_{i+1} - \varphi_i}{x_{i+1} - x_i}$ (3.29)

Posons $t_i = a.h_i = \left[\frac{\mu}{D} \left(\frac{\varphi_{i+1} - \varphi_i}{h_i} \right) \right] \cdot h_i$ (3.30)

$$\Rightarrow t_i = \frac{\mu}{D} (\varphi_{i+1} - \varphi_i) \quad (3.31)$$

Or $\frac{D}{\mu} = \frac{K.T}{q} = V_T$ (3.32)

Donc on aura $t_i = \frac{\varphi_{i+1} - \varphi_i}{V_T}$ (3.33)

Soit la fonction de Bernoulli $B(t)$ exprimée par la relation (4.33).

$$B(t) = \frac{t}{\exp(t) - 1} \quad (3.34)$$

Au point x_i , la méthode SG est alors

$$\frac{d}{dx} J(x_i) \approx \frac{1}{\frac{h_{i-1} + h_i}{2}} \left(J_{i+\frac{1}{2}} - J_{i-\frac{1}{2}} \right) \quad (3.35)$$

$$\Rightarrow \frac{d}{dx} J(x_i) = \frac{q.D}{\frac{h_{i-1} + h_i}{2}} \left\{ \frac{1}{h_i} [B(t_i).n_{i+1} - B(-t_i).n_i] - \frac{1}{h_{i-1}} [B(t_{i-1}).n_i - B(-t_{i-1}).n_{i-1}] \right\} \quad (3.36)$$

On aura finalement

$$\Rightarrow \frac{d}{dx} J(x_i) = \frac{q.D}{\frac{h_{i-1} + h_i}{2}} \left\{ \frac{1}{h_i} B(t_i).n_{i+1} - \left(\frac{1}{h_i} B(-t_i) + \frac{1}{h_{i-1}} B(t_{i-1}) \right) n_i + \frac{1}{h_{i-1}} B(-t_{i-1}).n_{i-1} \right\} \quad (3.37)$$

III.2.7- Discrétisation des équations des semi-conducteurs par la méthode de Scharfetter-Gummel.

III.2.7.1- Equations des semi-conducteurs.

Les principales équations de semi-conducteurs sont citées par suite :

- **Equation de poisson :**

$$\frac{\partial \phi^2(x,t)}{\partial x^2} + \frac{q[\Gamma(x) + p(x,t) + n(x,t)]}{\epsilon_s} = 0 \quad (3.38)$$

- **Equation de continuité :**

$$\frac{\partial p(x,t)}{\partial t} = -U(x,t) - \frac{1}{q} \cdot \frac{\partial J_p(x,t)}{\partial x} \quad (3.39)$$

$$\frac{\partial n(x,t)}{\partial t} = -U(x,t) + \frac{1}{q} \cdot \frac{\partial J_p(x,t)}{\partial x} \quad (3.40)$$

- **Shockley-Read-Hall:**

$$U_{SRH}(x,t) = \frac{pn - n_i^2}{\tau_p \cdot n + \tau_n \cdot p + \tau_0 \cdot n_i}$$

τ_p et τ_n sont des constantes définis dans le cahier de charge.

- **Transport/Dérive, diffusion :**

$$J_p(x,t) = q\mu_p [p(x,t) \cdot E(x,t) - U_t \cdot \frac{\partial p(x,t)}{\partial x}] \quad (3.41)$$

$$J_n(x,t) = q\mu_n [n(x,t) \cdot E(x,t) + U_t \cdot \frac{\partial n(x,t)}{\partial x}] \quad (3.42)$$

La méthode de Scharfetter-Gummel se base sur les deux hypothèses suivantes :

- La densité du courant pour les trous et les électrons est supposée constante entre deux positions successives intermédiaires ; de même le champ E.
- Les variations du dopage sont supposées évoluer selon une expression exponentielle :

$$p = A. \exp\left(\frac{E.x}{U_T}\right) + C$$

C étant une constante à déterminer.

Comme déjà indiqué dans les équations 3.41 et 3.42, les expressions des densités des trous et des électrons respectivement sont :

$$J_p(x, t) = q\mu_p[p(x, t).E(x, t) - U_t.\frac{\partial p(x, t)}{\partial x}]$$

$$J_n(x, t) = q\mu_n[n(x, t).E(x, t) + U_t.\frac{\partial n(x, t)}{\partial x}]$$

En posant : $p = A. \exp\left(\frac{E.x}{U_T}\right) + C$ la solution du système et en remplaçant cette expression dans l'équation (3.41) on aura:

$$\frac{J_p}{q\mu_p} = \left[A. \exp\left(\frac{E.x}{U_T}\right) + C \right]. E - \left[U_T. \frac{A.E}{U_T}. \exp\left(\frac{E.x}{U_T}\right) \right]$$

Avec $\frac{J_p}{q\mu_p}$ une valeur constante $\Rightarrow \frac{J_p}{q\mu_p} = C.E$

Soit $p = A. \exp\left(\frac{E.x}{U_T}\right) + \frac{J_p}{q\mu_p E}$

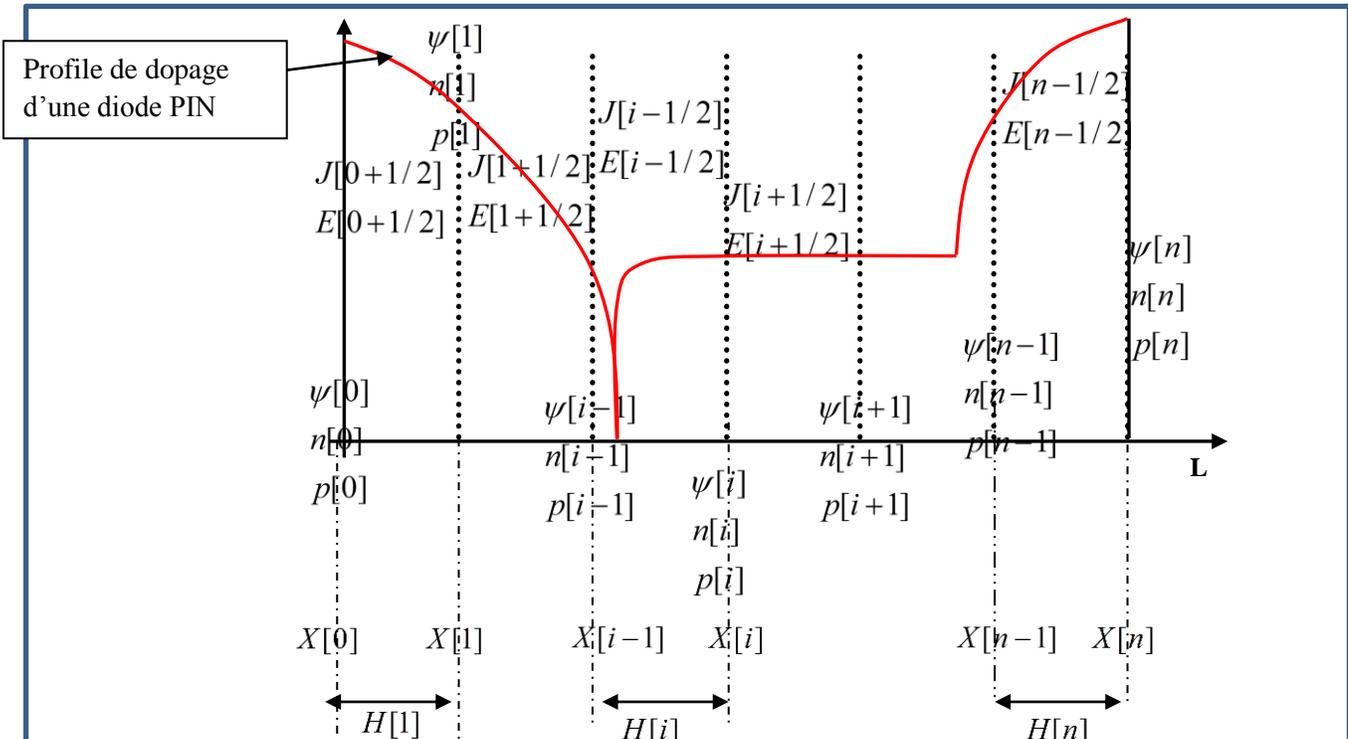


Fig 3.8: Schéma de discrétisation d'une diode PiN.

Pour les nœuds i et $i-1$, on aura :

$$p[i] = A. \exp\left(\frac{E\left[i-\frac{1}{2}\right].x[i]}{U_T}\right) + \frac{J_p[i-1/2]}{q\mu_p E[i-1/2]} \quad (3.43)$$

$$p[i-1] = A. \exp\left(\frac{E\left[i-\frac{1}{2}\right].x[i-1]}{U_T}\right) + \frac{J_p[i-1/2]}{q\mu_p E[i-1/2]} \quad (3.44)$$

La densité du courant étant déjà discrétisée on aura :

$$J_p[i-1/2] = \frac{q\mu_p U_T}{H[i]} \left[B\left(\frac{\Delta\varphi[i]}{U_T}\right).p[i-1] - B\left(-\frac{\Delta\varphi[i]}{U_T}\right).p[i] \right] \quad (3.45)$$

Avec $\Delta\varphi[i] = \varphi[i] - \varphi[i-1]$.

$B(t)$ étant la fonction de Bernoulli ; $B(t) = \frac{t}{e^t - 1}$

Et $H[i]$ le pas de discrétisation tel que $H[i] = X[i] - X[i-1]$.

En remplaçant U_T par $-U_T$ et p par n on obtient l'expression de J_n discrétisée :

$$J_n[i-1/2] = \frac{q\mu_n U_T}{H[i]} \left[B\left(\frac{\Delta\varphi[i]}{U_T}\right).n[i] - B\left(-\frac{\Delta\varphi[i]}{U_T}\right).n[i-1] \right] \quad (3.46)$$

III.2.7.2-Discretisation de l'équation de poisson.

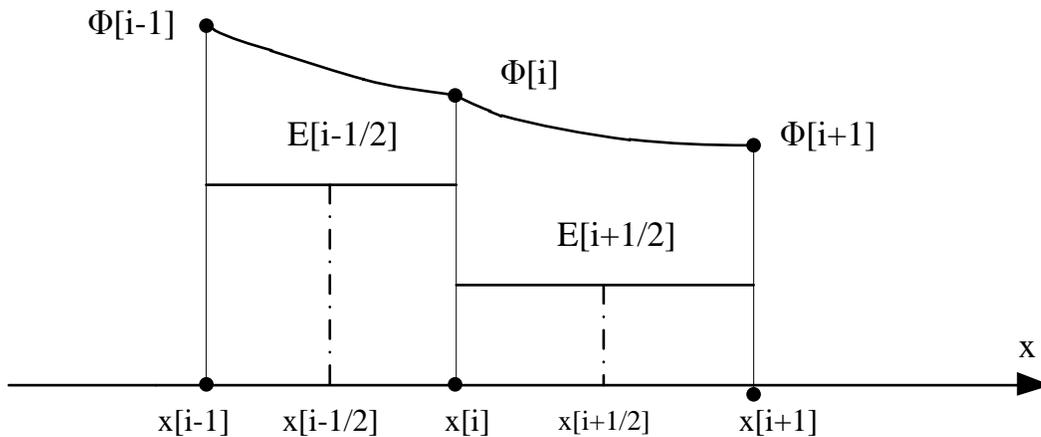


Fig 3.9 : Schéma de discrétisation.

Après la discrétisation des densités de courant et par interpolation de Lagrange, on obtient l'équation de poisson discrétisée (3.47):

Pour $1 \leq i < n$

$$\Delta\varphi[i] = 2. \frac{[H[i].\varphi[i+1] + H[i+1].\varphi[i-1] - (H[i] + H[i+1]).\varphi[i]]}{(H[i+1].H[i]).(H[i] + H[i+1])} + \frac{q[\Gamma(x) + p(x,t) + n(x,t)]}{\varepsilon_s} = 0$$

Conditions aux limites :

$$\text{Pour } i = 0 \quad \varphi[0] = U_T. \ln\left(\frac{N_D^2}{n_i}\right) + \frac{V_d}{E_g} \quad (3.48)$$

$$i = n \quad \varphi[n] = U_T. \ln\left(\frac{N_D^2}{n_i}\right) \quad (3.49)$$

III.2.7.3- Discrétisation des équations de continuités

Aux nœuds $i-1$, i et $i+1$:

$$\frac{H[i]+H[i+1]}{2} = \frac{(X[i]-X[i-1])+(X[i+1]-X[i])}{2} = \frac{X[i+1]-X[i-1]}{2} \quad (3.50)$$

$$\frac{\partial n[i]}{\partial t} = -U[i] + \frac{2}{q} \cdot \frac{J_n[i+1/2]-J_n[i-1/2]}{X[i+1]-X[i-1]} \quad (3.51)$$

$$\frac{\partial p[i]}{\partial t} = -U[i] - \frac{2}{q} \cdot \frac{J_p[i+1/2]-J_p[i-1/2]}{X[i+1]-X[i-1]} \quad (3.52)$$

En remplaçant l'équation (3.50) par sa valeur dans les équations (3.51) et (3.52) on aura :

$$\frac{\partial n[i]}{\partial t} = -U[i] + \frac{2}{q} \cdot \frac{J_n[i+1/2]-J_n[i-1/2]}{H[i]+H[i+1]} \quad (3.53)$$

$$\frac{\partial p[i]}{\partial t} = -U[i] - \frac{2}{q} \cdot \frac{J_p[i+1/2]-J_p[i-1/2]}{H[i]+H[i+1]} \quad (3.54)$$

Conditions aux limites :

$$n[0] = \frac{n_i^2}{p[0]} \quad (3.55)$$

$$n[n] = \frac{N_{DD} + \sqrt{N_{DD}^2 + 4n_i^2}}{2} \quad (3.56)$$

$$p[0] = \frac{N_A + \sqrt{N_A^2 + 4n_i^2}}{2} \quad (3.57)$$

$$p[n] = \frac{n_i^2}{n[n]} \quad (3.58)$$

N_A : Dopage maximal dans la région P.

N_{DD} : Dopage maximal dans la région N.

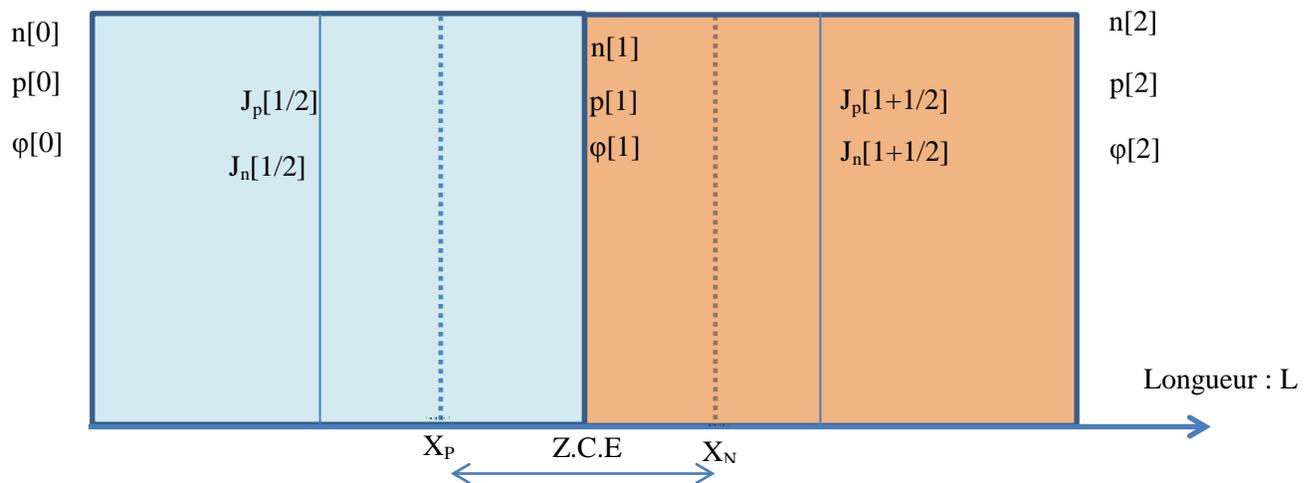
III.2.8-Discrétisation dans le cas de points inférieur à cinq :

Pour étudier la validité de notre modèle nous avons commencé par faire une étude à trois points pour passer à celle de cinq points avant de passer à une étude sur un nombre de points supérieurs à cinq et générer un code vhdl-ams.

L'étude a été faite en suivant la discrétisation selon la méthode de Scharfetter-Gummel comme déjà développée dans les parties précédentes.

Pour la vérification des résultats, le travail a été réalisé en VHDL-AMS sous « systemvision 5.8 » et comparé aux résultats sous Matlab.

Toutes les variables étant calculées, la figure suivante montre leur répartition sur la diode. Et les valeurs sont représentées à la suite.



Solutions numériques :

$$n[0] = 0,01 \text{ m}^{-3}$$

$$p[0] = 10^{10} \text{ m}^{-3}$$

$$\varphi[0] = 0 \text{ V}$$

$$n[1] = 4,12 \cdot 10^{-14} \text{ m}^{-3}$$

$$p[1] = 0,0412 \text{ m}^{-3}$$

$$\varphi[1] = 0,3592 \text{ V (calculée d'après poisson)}$$

$$n[2] = 10^{10} \text{ m}^{-3}$$

$$p[2] = 0,01 \text{ m}^{-3}$$

$$\varphi[2] = 0,718 \text{ V (=} V_d)$$

$$J_n[1/2] = -5,1087 \cdot 10^{-19}$$

$$J_p[1/2] = 1,2772 \cdot 10^{-13}$$

$$J_n[1+1/2] = 5,1087 \cdot 10^{-13}$$

$$J_p[1+1/2] = -1,2772 \cdot 10^{-19}$$

$$I[0] = J_n[1/2] + J_p[1/2] = 5,1086 \cdot 10^{-21}$$

$$I[2] = J_n[1+1/2] + J_p[1+1/2] = 2,0435 \cdot 10^{-20}$$

IV-Calendriers et perspectives :

La discrétisation de Scharfetter-Gummel étant réalisée avec un test sur la discrétisation de trois points, le travail à suivre consiste à passer au cas de discrétisation de cinq points qui pose une difficulté et une complexité de calcul.

Une fois le cas de cinq points développé et testé, on doit passer au cas de sept points qui est un cas suffisant pour commencer à développer le code java correspondant au générateur de code VHDL-AMS. Puis, concevoir le modèle de sorte qu'il soit utilisé dans des composants plus complexes comme les transistors IGBT par exemple, dans des circuits intégrés pour les domaines d'automatisation et d'électronique de puissance.

Enfin on doit comparer nos résultats avec des mesures expérimentales et des mesures avec autres logiciels dans le but de vérifier l'exactitude de nos modèles.

Dans les deux années à suivre, notre travail consiste à générer le code VHDL-AMS d'après une interface graphique java. Une fois l'étude unidimensionnelle terminée, on doit passer à l'étude bidimensionnelle et comparer nos résultats avec d'autres résultats obtenus par différents logiciels (Saber, Sentaurus par exemple).

Par suite, durant la troisième année, on doit optimiser la génération du code VHDL-AMS, effectuer des mesures expérimentales et élargir notre étude sur les transistors bipolaires et les transistors IGBT.

La validation expérimentale d'un modèle discrétisé de la diode, qui a été généré en VHDL-AMS, fera l'objet d'une publication en conférence internationale (IEEE ECCE par exemple) et la démonstration d'un modèle d'IGBT offrant un plus grand domaine de validité, peut se tenter dans un Transactions on Power Electronics ou IEEE IAS ou IEEE IES.

Références :

- D. L. Scharfetter, H. K. Gummel, « Large-Signal Analysis of a Silicon Read Diode Oscillator », 1969.
- Vishwashath R. Kasulasrinivas, Harold W. Carter, « Modeling and simulating semiconductor devices using VHDL-AMS », 2000.
- William R. Frensley, « Scharfetter-Gummel discretization scheme for drift-diffusion equations », april 15, 2004.
- Norikazu Saito, « An interpretation of the Sharfetter-Gummel finite difference scheme », december 12, 2006.
- Jing-Liang Liu, « Sharfetter-Gummel method », November 14, 2008.
- Lyse-Aline Coyitangiye, Richard Grisel, « Modeling of the diode with VHDL-AMS including reverse recovery ».
- Tomislav A. Dzhekov, « Modeling of PIN-diodes with the lumped-charge technique ».
- Thierry Goudon, Vera Miljanovic, Chritian Schmeiser, « On the shockley-read-hall model : Generation- recombination in semiconductors ».

Annexe A1

A1.1-Les porteurs de charge dans un semi-conducteur.

D'après les résultats obtenus par la mécanique quantique, les niveaux d'énergie des électrons dans un solide se regroupent en bandes.

Dans le cas des cristaux semi-conducteurs, on distingue deux bandes d'énergie qui jouent un rôle essentiel : la bande de valence et la bande de conduction. Ces deux bandes sont séparées par une bande dite interdite dans laquelle il n'y a pas d'états d'énergie permis.

La figure A.1 représente la distribution de ces bandes.

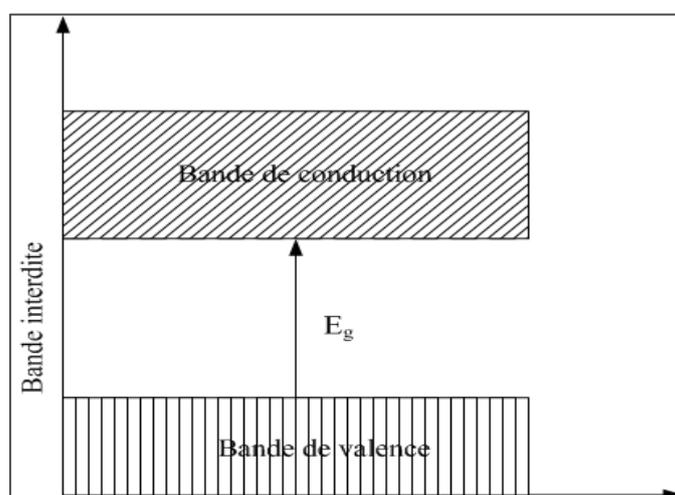


Figure A.1: Distribution des bandes d'énergie.

La bande de valence groupe les niveaux d'énergie des électrons de valence qui assurent les liaisons entre atomes du cristal. La largeur E_g de la bande interdite, ou autrement dite la bande gap, représente l'énergie minimale nécessaire pour rompre l'une des liaisons entre atomes.

Lors de la rupture, l'électron libéré devient libre de se déplacer dans le cristal et de participer aux mécanismes de conduction.

Les états d'énergie offerts aux électrons libres se regroupent pour former la bande de conduction. Mais, cependant, le passage des électrons de l'état lié à l'état libre fait apparaître des lacunes électroniques ou trous auxquels on associe la charge élémentaire positive. La présence, dans la bande de valence, d'états d'énergie non occupés permet le déplacement de proche en proche des électrons de valence ; ce qui entraîne un déplacement de lacunes.

Par suite, comme dans le cas des électrons libres, les trous sont des porteurs mobiles participant aux mécanismes de conduction mais portant des charges positives.

Donc on peut bien conclure que les populations des trous et des électrons libres d'un matériau cristallin dépendent de la valeur d' E_g et par suite la conductivité ou la résistivité de ce matériau dépend de la valeur de la bande gap.

Cette valeur permet ainsi de distinguer les matériaux :
-isolants ($E_g > 3eV$).
-semi-conducteurs ($E_g < 3eV$).

Citons quelques exemples de semi-conducteurs les plus utilisés avec la valeur de la bande interdite correspondante pour une température ambiante de $300^\circ K$:

- Germanium ($E_g = 0,66eV$).
- Silicium ($E_g = 1,12eV$).
- Arséniure de Gallium ($E_g = 1,43eV$).

L'explication déjà présentée, ne pose pas le fait que les concentrations de trous et d'électrons libres dans un semi-conducteur sont égales. En fait, de nombreux facteurs peuvent changer les poids relatifs correspondants aux deux populations. La présence de certains types d'impuretés est l'un des facteurs les plus importants.

A1.2-Concentration de porteurs à l'équilibre thermodynamique.

La répartition en énergie de la densité $N(E)$ des états quantiques dans les bandes de conduction et de valence ainsi que la probabilité $f(E)$ d'occupation des électrons de ces états nous renseignent sur les concentrations des porteurs, électrons libres et trous dans un cristal semi-conducteur.

Lorsque le cristal n'échange aucune énergie avec son environnement, ou autrement dit à l'équilibre thermodynamique, la distribution en énergie des électrons est régie par la statistique de Fermi-Dirac.

D'où on obtient la probabilité d'occupation d'un état d'énergie (E) donnée par la fonction de distribution ci-dessous :

$$f(E) = \frac{1}{1 + \exp\left\{\frac{E - E_F}{KT}\right\}} \quad (\text{A.1})$$

Avec K la constante de Boltzmann.

T la température en $^\circ K$.

E_F Le niveau de Fermi.

Le nombre maximal de particules de masse m pouvant être comprises entre le niveau E et $E.dE$ connu par densité d'état $N(E)$ est donné par la relation (3.2) suivante :

$$N(E) = \frac{4\pi}{h^3} \cdot (2m)^{\frac{3}{2}} \cdot (E - E_0)^{\frac{1}{2}} \quad (\text{A.2})$$

Avec h la constante de Planck ($h = 6,626.10^{-34} J.s$).

E_0 Le niveau d'énergie minimal permis.

Donc pour obtenir la concentration \bar{n} des électrons à l'équilibre thermodynamique, il suffit d'appliquer les résultats précédents aux électrons dans la bande de conduction et intégrer sur toute la bande de conduction (B.C) :

$$\begin{aligned} d\bar{n} &= N(E).f(E).dE \\ \Rightarrow \bar{n} &= \int_{B.C} N(E).f(E).dE \end{aligned} \quad (\text{A.3})$$

On aura alors :

$$d\bar{n} = \frac{4\pi}{h^3} \cdot (2m_n^*)^{\frac{3}{2}} \cdot (E - E_c)^{\frac{1}{2}} \cdot f(E).dE \quad (\text{A.4})$$

m_n^* Étant la masse effective des électrons dans la bande de conduction.

E_c L'énergie de la bande de conduction.

De la même manière, on obtient la concentration des trous \bar{p} à l'équilibre thermodynamique mais par intégration sur toute la bande de valence (B.V) :

$$d\bar{p} = \frac{4\pi}{h^3} \cdot (2m_p^*)^{\frac{3}{2}} \cdot (E_v - E)^{\frac{1}{2}} \cdot [1 - f(E)].dE \quad (\text{A.5})$$

m_p^* Étant la masse effective des trous dans la bande de conduction.

E_v L'énergie de la bande de valence.

La concentration \bar{p} serait alors :

$$\bar{p} = \int_{B.V} N(E).[1 - f(E)].dE \quad (\text{A.6})$$

D'où on obtient les concentrations des électrons et des trous à l'équilibre thermodynamique :

$$\bar{n} = N_c \cdot \exp\left\{-\frac{E_c - E_F}{KT}\right\} \quad (\text{A.7})$$

$$\bar{p} = N_v \cdot \exp\left\{-\frac{E_F - E_v}{KT}\right\} \quad (\text{A.8})$$

N_c Et N_v étant les densités effectives d'états dans les bandes de conduction et de valence respectivement.

On remarque d'après les relations (A.7) et (A.8) que \bar{n} et \bar{p} sont directement liées à la position du niveau de Fermi. Compte tenu du fait que $E_g = E_c - E_v$, le produit de ces deux concentrations est indépendant de E_F :

$$\begin{aligned} \bar{p}\bar{n} &= N_v \cdot \exp\left\{-\frac{E_F - E_v}{KT}\right\} \cdot N_c \cdot \exp\left\{-\frac{E_c - E_F}{KT}\right\} \\ &= N_c \cdot N_v \cdot \exp\left\{-\frac{E_g}{KT}\right\} \end{aligned} \quad (\text{A.9})$$

E_g Étant une constante pour un semi-conducteur, le produit $\bar{p}\bar{n}$ ne dépend alors que de la température. Il est habituel de poser :

$$n_i^2 = N_c \cdot N_v \cdot \exp\left\{-\frac{E_g}{KT}\right\} \quad (\text{A.10})$$

n_i Étant la concentration intrinsèque.

Ce qui donne alors :

$$\bar{p}\bar{n} = n_i^2 \quad (\text{A.11})$$

N_c Et N_v étant des caractéristiques du cristal, elles sont exprimées par les relations suivantes :

$$N_c = 2 \cdot \left(\frac{2\Pi}{h^2} \cdot m_n^* \cdot K.T\right)^{\frac{3}{2}} \quad (\text{A.12})$$

$$N_v = 2 \cdot \left(\frac{2\Pi}{h^2} \cdot m_p^* \cdot K.T\right)^{\frac{3}{2}} \quad (\text{A.13})$$

En remplaçant N_c et N_v par leur valeur dans l'équation (3.10) on obtient :

$$n_i = A.T^{\frac{3}{2}} \cdot \exp\left(-\frac{E_g}{2.K.T}\right) \quad (\text{A.14})$$

Où A et E_g dépendent de la nature du semi-conducteur.

Lorsque $\bar{p} = \bar{n} = n_i$, d'après les équations (A.7) et (A.8) on peut trouver le niveau de Fermi intrinsèque note E_{F_i} :

$$\begin{aligned} \bar{p} = \bar{n} \text{ alors } E_F &\rightarrow E_{F_i} \\ \Rightarrow N_v \cdot \exp\left\{-\frac{E_{F_i} - E_v}{K.T}\right\} &= N_c \cdot \exp\left\{-\frac{E_c - E_{F_i}}{K.T}\right\} \\ \Rightarrow \ln(N_v) - \frac{E_{F_i} - E_v}{K.T} &= \ln(N_c) - \frac{E_c - E_{F_i}}{K.T} \\ \Rightarrow \ln\left(\frac{N_v}{N_c}\right) &= \frac{E_{F_i} - E_v}{K.T} - \frac{E_c - E_{F_i}}{K.T} \\ \Rightarrow K.T \cdot \ln\left(\frac{N_v}{N_c}\right) &= 2.E_{F_i} - (E_c + E_v) \\ \Rightarrow E_{F_i} &= \frac{K.T}{2} \cdot \ln\left(\frac{N_v}{N_c}\right) + \frac{(E_c + E_v)}{2} \end{aligned} \quad (\text{A.15})$$

Pour des valeurs de N_c et N_v très proches, le niveau de Fermi est approximativement situé au milieu de la bande interdite et le terme en logarithme devient nul ; d'où les relations (A.7) et (A.8) se simplifient :

$$\begin{aligned} N_c = N_v \text{ et } E_g &= E_c - E_v = 2.(E_c - E_{F_i}) \\ \Rightarrow n_i^2 &= N_c \cdot N_v \cdot \exp\left(\frac{-E_g}{K.T}\right) \\ &= N_c^2 \cdot \exp\left(\frac{-E_g}{K.T}\right) \\ \Rightarrow n_i &= N_c \cdot \exp\left(\frac{-E_g}{2.K.T}\right) \\ \text{Or } \bar{n} &= N_c \cdot \exp\left\{-\frac{E_c - E_F}{K.T}\right\} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\Rightarrow \frac{\bar{n}}{n_i} &= \exp\left(-\frac{E_c - E_F}{K.T} + \frac{E_g}{2.K.T}\right) \\
&= \exp\left(-\frac{E_c - E_F}{K.T} + \frac{E_c - E_{F_i}}{2.K.T}\right) \\
&= \exp\left(\frac{E_F - E_{F_i}}{K.T}\right) \\
\Rightarrow \bar{n} &= n_i \cdot \exp\left(\frac{E_F - E_{F_i}}{K.T}\right) \tag{A.16}
\end{aligned}$$

De même on peut trouver :

$$\bar{p} = n_i \cdot \exp\left(-\frac{E_F - E_{F_i}}{K.T}\right) \tag{A.17}$$

On peut rencontrer dans le cas des matériaux purs intrinsèques et électriquement neutre que les concentrations d'équilibre des trous et des électrons présentent la valeur commune n_i ; et par conséquent, le niveau de Fermi occupe sa position intrinsèque. Mais en dehors de ce cas particulier, comme les concentrations des porteurs sont toujours liées à l'équilibre thermodynamique par la loi d'action de masse, on distingue deux types de situation :

Le cristal de type N et le cristal de type P.

Pour le cas du cristal de type N, $\bar{n} > n_i > \bar{p}$ ce qui entraîne $E_F > E_{F_i}$.

La figure A.2.a représente la répartition des niveaux d'énergie correspondante.

Pour le cristal de type P, on a $\bar{p} > n_i > \bar{n}$ d'où $E_F < E_{F_i}$. La répartition des niveaux d'énergie correspondante à ce type de cristal est représentée à la figure A.2.b.

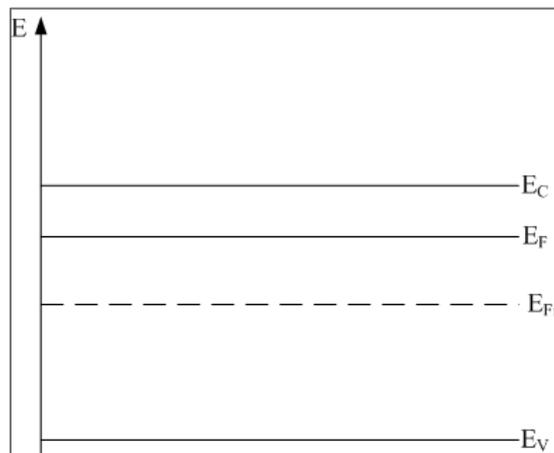


Figure A.2.a : Répartition des bandes d'énergie pour un cristal de type N.

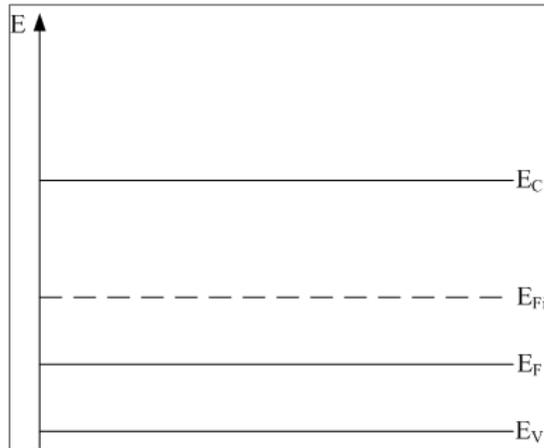


Figure A.2.b : Répartition des bandes d'énergie pour un cristal de type N.

Après l'étude déjà établie, il reste à calculer les concentrations des porteurs et la position d'un niveau de Fermi. Dans le cas d'un cristal en équilibre thermodynamique dopé de N_A atomes accepteurs et N_D atomes donneurs, la condition de neutralité s'écrit :

$$\bar{p} - \bar{n} + N_D - N_A = 0 \quad (\text{A.18})$$

En posant $N = N_D - N_A$, cette relation devient :

$$\bar{p} - \bar{n} + N = 0 \quad (\text{A.19})$$

En multipliant cette relation par \bar{n} on aura :

$$\bar{p}\bar{n} - \bar{n}^2 + N\bar{n} = 0 \quad (\text{A.20})$$

D'après la relation $\bar{p}\bar{n} = n_i^2$, cette relation devient :

$$\bar{n}^2 - N\bar{n} - n_i^2 = 0 \quad (\text{A.21})$$

Qui n'est autre que l'expression d'un polynôme du second degré qui admet comme solution acceptable :

$$\bar{n} = \frac{N + (N^2 + 4n_i^2)^{\frac{1}{2}}}{2} \quad (\text{A.22})$$

De la même manière on trouve :

$$\bar{p} = \frac{-N + (N^2 + 4n_i^2)^{\frac{1}{2}}}{2} \quad (\text{A.23})$$

Il demeure facile alors de déduire E_F en combinant les relations (3.16) et (3.17) :

$$\begin{aligned}
 \frac{\bar{n}}{\bar{p}} &= \frac{n_i \cdot \exp\left(\frac{E_F - E_{F_i}}{K.T}\right)}{n_i \cdot \exp\left(-\frac{E_F - E_{F_i}}{K.T}\right)} \\
 &= \exp\left(\frac{2(E_F - E_{F_i})}{K.T}\right) \\
 \Rightarrow E_F - E_{F_i} &= \frac{K.T}{2} \cdot \ln\left(\frac{\bar{n}}{\bar{p}}\right)
 \end{aligned} \tag{A.24}$$

En prenant le cas du cristal de type P, on a :

$$N \approx N_A \gg n_i \Rightarrow \bar{p} \approx N_A \Rightarrow \bar{n} = \frac{n_i}{N_A} \tag{A.25}$$

Pour le cristal de type N on aura :

$$N \approx N_D \gg n_i \Rightarrow \bar{n} \approx N_D \Rightarrow \bar{p} = \frac{n_i}{N_D} \tag{A.26}$$

Mais la concentration des porteurs et des électrons varie en fonction de la position d'où la nécessité d'établir ces concentrations en fonction de ce déplacement x .

La concentration étant fonction du potentiel électrique, on peut déduire son expression.

Dans la partie chargée de la région de type n, le potentiel électrique est donné par la relation suivante :

$$V(x) = -\frac{e \cdot N_D}{2\epsilon} \times (x - x_n)^2 \tag{A.27}$$

La concentration des électrons en fonction du potentiel électrique est donnée par la relation (A.28) :

$$n(x) = N_D \cdot \exp\left\{\frac{e \cdot V(x)}{K.T}\right\} \tag{A.28}$$

En explicitant $V(x)$ dans cette expression, on obtient la relation entre la concentration des électrons et la position x :

$$n(x) = N_D \cdot \exp\left\{-\frac{e^2 \cdot N_D}{2\epsilon \cdot K.T} \times (x - x_n)^2\right\} \tag{A.29}$$

A1.3-Transport d'énergie.

Deux mécanismes de transport de charge peuvent être à l'origine du déplacement des porteurs ou, autrement dit, la circulation des courants. Ces deux mécanismes sont la conduction et la diffusion.

A1.3.1-La conduction.

Lorsqu'un champ électrique \vec{E} est établi dans un cristal semi-conducteur, les trous se déplacent dans le même sens que ce champ alors que les électrons suivent le sens contraire.

Les mobilités des électrons et des trous notées μ_n et μ_p respectivement sont données par les relations (A.27) et (A.28) et sont exprimées en (cm²/V.s).

$$\mu_n = \left| \frac{v_n}{E} \right| \quad (\text{A.30})$$

$$\mu_p = \left| \frac{v_p}{E} \right| \quad (\text{A.31})$$

v_n Et v_p étant les vitesses moyennes de déplacement des électrons et des trous respectivement.

Le déplacement des électrons et des trous crée alors des courants. Les densités de courant de conduction \vec{J}_n et \vec{J}_p des électrons et des trous respectivement sont exprimées par les relations (A.29) et (A.30).

$$\vec{J}_n = q.n.\vec{v}_n = q.\mu_n.n.\vec{E} \quad (\text{A.32})$$

$$\vec{J}_p = q.p.\vec{v}_p = q.\mu_p.p.\vec{E} \quad (\text{A.33})$$

La densité totale de courant de conduction n'est autre que la somme des deux densités de courant :

$$\vec{J} = \vec{J}_n + \vec{J}_p = q(\mu_n.n + \mu_p.p).\vec{E} \quad (\text{A.34})$$

Pour simplifier les écritures, on pose σ comme étant la conductibilité électrique du cristal :

$$\sigma = \sigma_n + \sigma_p = q.n.\mu_n + q.p.\mu_p \quad (\text{A.35})$$

D'où les relations (1.29), (1.30) et (1.31) deviennent :

$$\vec{J}_n = \sigma_n.\vec{E} \quad (\text{A.36})$$

$$\vec{J}_p = \sigma_p.\vec{E} \quad (\text{A.37})$$

$$\vec{J} = \vec{J}_n + \vec{J}_p = (\sigma_n.n + \sigma_p.p).\vec{E} = \sigma.\vec{E} \quad (\text{A.38})$$

A1.3.2-La diffusion.

Lorsque les porteurs libres ne sont pas uniformément distribués, ils subissent un mouvement des régions de fortes concentrations vers celles de faibles concentrations. Ce mécanisme est connu par le mécanisme de diffusion. Les densités de courant de diffusion s'écrivent :

$$\vec{J}_n = q.D_n.\overrightarrow{grad}n \quad (A.39)$$

$$\vec{J}_p = q.D_p.\overrightarrow{grad}p \quad (A.40)$$

\vec{J}_p Étant la densité de courant de diffusion des trous et \vec{J}_n celle des électrons.

D_n Et D_p les coefficients de diffusion des électrons et des trous respectivement.

A1.3.3-Conduction et diffusion.

Lorsqu'il s'exerce dans un cristal des gradients de potentiel et de concentration simultanément, il résulte une combinaison des densités de courant de diffusion et de conduction.

D'où la densité de courant totale serait :

$$\vec{J}_n = q.n.\mu_n.\vec{E} + q.D_n.\overrightarrow{grad}n \quad (A.41)$$

$$\vec{J}_p = q.p.\mu_p.\vec{E} - q.D_p.\overrightarrow{grad}p \quad (A.42)$$

Dans le cas particulier de l'équilibre thermodynamique, les densités de courants sont nulles ; ce qui conduit à :

$$\bar{n}.\mu_n.\vec{E} = -D_n.\overrightarrow{grad}\bar{n} \quad (A.43)$$

$$\bar{p}.\mu_p.\vec{E} = D_p.\overrightarrow{grad}\bar{p} \quad (A.44)$$

D'après la relation (1.16) : $\bar{n} = n_i.\exp\left(\frac{E_F - E_{F_i}}{K.T}\right)$

On aura :

$$\begin{aligned} \overrightarrow{grad}\bar{n} &= \frac{\partial \bar{n}}{\partial x} \\ &= \frac{\partial}{\partial x} \left(n_i.\exp\left(\frac{E_F - E_{F_i}}{K.T}\right) \right) \end{aligned}$$

$$= \frac{\partial}{\partial x} (E_F - E_{F_i}) \cdot \frac{1}{K.T} \cdot n_i \cdot \exp\left(\frac{E_F - E_{F_i}}{K.T}\right)$$

(3.45)

$$\Rightarrow \mu_n \cdot \vec{E} = \frac{-D_n}{n_i \cdot \exp\left(\frac{E_F - E_{F_i}}{K.T}\right)} \cdot \frac{1}{K.T} \cdot n_i \cdot \exp\left(\frac{E_F - E_{F_i}}{K.T}\right) \cdot \frac{\partial}{\partial x} (E_F - E_{F_i})$$

(A.46)

Ce qui donne :

$$\mu_n \cdot \vec{E} = \frac{-D_n}{K.T} \cdot \overrightarrow{grad} (E_F - E_{F_i})$$

(A.47)

Comme $(E_F - E_{F_i})$ est indépendante des coordonnées de positions, alors ce terme est le même au facteur q près que le gradient de potentiel. D'où on aura :

$$\frac{D_n}{\mu_n} = \frac{K.T}{q}$$

(A.48)

De même :

$$\frac{D_p}{\mu_p} = \frac{K.T}{q}$$

(A.49)

On remarque alors que les constantes de diffusion et de mobilité dépendent de la température. Ces relations sont connues par relation d'Einstein. Pour plus simplifier les notations, on posera l'unité thermodynamique U_T comme égale à :

$$U_T = \frac{K.T}{q}$$

(A.50)

Qui est égale à 26 mV pour une température ambiante de $300^0 K$.

Donc on aura à l'équilibre thermodynamique :

$$\vec{J}_n = q \cdot D_n \left(\frac{n \cdot \vec{E}}{U_T} + \overrightarrow{grad} n \right)$$

(A.51)

$$\vec{J}_p = q \cdot D_p \left(\frac{p \cdot \vec{E}}{U_T} - \overrightarrow{grad} p \right)$$

(A.52)

Référence :

- Jean-Pierre Colinge, Cynthia A. Colinge, « physics of semiconductor devices », Kluwer Academic Publishers, 2002.
- H. Mathieu, « Physique des semi-conducteurs et des composants électroniques », 5^{ème} édition, Dunod, juillet 2004.
- Peter Y. Yu, Manuel Cardona, « Fundamentals of Semiconductors », third edition, Springer, 2005.
- S. M. SZE, KWOK K. NG, « Physics of semiconductor devices », third edition, Wiley, 2007.
- B. Jayant Baliga, « Fundamentals of Power Semiconductor Devices, Springer, 2008.
- Umesh K. Mishra, Jasprit Singh, « Semiconductor device physics and design », Springer, 2008.
- Marius Grundmann, « The physics of semiconductors », second edition, Springer, 2010.

Annexe A2

Nomenclature des principaux symboles utilisés

φ : le potentiel électrique (V).

A : surface effective de la diode (m^2).

ND : Dopage de la zone faiblement dopée de la diode PIN (cm^{-3}).

NA : dopage max du profil de dopage de type P (cm^{-3}).

NDD : dopage max du profil de dopage de type N (cm^{-3}).

W : Largeur de la zone centrale de la diode (μm).

$\Gamma(x)$: charge effective des dopants (cm^{-3}).

μ_p : Mobilité des trous ($m^2.V^{-1}.s^{-1}$).

μ_n : Mobilité des électrons ($m^2.V^{-1}.s^{-1}$).

q : charge électrique élémentaire (C).

E(x,t) : Champ électrique ($V.cm^{-1}$).

p(x,t) : concentration en trous (cm^{-3}).

n(x,t) : concentration en électron (cm^{-3}).

n_i : concentration intrinsèque (cm^{-3}).

X_{jp} : Profondeur de la jonction P (μm).

X_{jn} : Profondeur de la jonction N (μm).

J_p(x,t) : Densité de courant des trous ($A.cm^{-2}$).

J_n(x,t) : Densité de courant des électrons ($A.cm^{-2}$).

U_T : Unité thermodynamique (V), ($U_T = \frac{k.T}{q} = 26mV$).

k : Constante de Boltzman, $k=1.3810-23 J.K^{-1}$.

T : Température (K)

D_p : Coefficient de diffusion des trous ($cm^2.s^{-1}$), $D_p=\mu_p.U_T$

D_n : Coefficient de diffusion des électrons ($cm^2.s^{-1}$), $D_n=\mu_n.U_T$

L_N : Longueur de diffusion ambipolaire relative (μm)

L : la largeur de la profondeur de la diode PIN (μm)

τ_n : Durée de vie des électrons (s)

τ_p : Durée de vie des trous (s)

τ_0 : Constante de temps de génération dans ZCE (s)

ϵ_s : Permittivité du semi-conducteur (F/cm)

μ_a : La mobilité ambipolaire équivalente, $\mu_a = \frac{2.\mu_n.\mu_p}{\mu_n + \mu_p}$.

U_{SRH} : taux de Recombinaison-Génération Shockley-Read-Hall.



Rapport 1^{ère} année

Système de management de batterie Li-ion pour applications hybrides

par Aurélien LIEVRE
Année 2012



IFSTTAR

Encadrants :

- Daniel BENCHETRITE (Valeo)
- Mathilde OUATTARA-BRIGAUDET (Valeo)
- Serge PELISSIER (IFSTTAR)
- Ali SARI (Ampère)
- Pascal VENET (Ampère)

Sommaire

1.	Introduction.....	2
2.	Contexte de la thèse.....	3
2.1.	Les véhicules hybrides.....	3
2.2.	Les batteries Li-ion.....	3
2.3.	Les principaux acteurs.....	4
3.	Quelques notions.....	5
3.1.	Les grandeurs courantes d'une cellule.....	5
3.2.	La constitution d'une batterie.....	6
3.3.	La gestion d'une batterie.....	6
3.4.	Les indicateurs de l'état d'une batterie.....	7
4.	État de l'art sur les BMS.....	8
4.1.	Détermination des valeurs des SOC et SOH.....	8
4.2.	Modèles utilisés dans la surveillance des batteries.....	11
4.3.	Équilibrage.....	14
5.	Premiers essais expérimentaux.....	17
5.1.	Mise en place du banc expérimental.....	17
5.2.	Présentation des essais effectués.....	19
6.	Conclusion.....	27
7.	Bibliographie.....	28

1. Introduction

De nos jours, l'impact environnemental de nos déplacements devient de plus en plus un sujet de préoccupation. La tendance actuelle est de se tourner vers les motorisations électriques, qui contrairement aux motorisations thermiques actuelles, présentent de très nombreux avantages (fort rendement énergétique, faible encombrement (forte puissance massique), couple élevé sur une large plage de vitesse (pas de boîte de vitesse), une souplesse d'utilisation du moteur beaucoup plus avantageuse (il peut tourner aussi bien dans un sens que dans l'autre), une réversibilité lui permettant la récupération de l'énergie cinétique (freinage, descente), ainsi qu'une consommation nulle lors des phases d'immobilisation, une pollution "locale" nulle (pas d'émission de CO_2 , pas de pollution sonore) et une durée de vie très importante du moteur ainsi qu'un coût d'entretien très faible).

Si une motorisation électrique semble apporter beaucoup d'avantages, sa source d'énergie est quant à elle beaucoup plus désavantageuse par rapport à la source d'énergie couramment utilisée dans le domaine automobile, qui elle présente une grande facilité de stockage. Des véhicules électriques présentant une autonomie et une facilité de recharge proche de ce que permet le véhicule thermique, ne sont de nos jours pas encore réalisables, obligeant ainsi le domaine automobile à se tourner vers une solution de transition, le véhicule hybride (abrégé HEV pour Hybrid Electric Vehicle), pont entre le véhicule électrique (EV pour Electric Vehicle) et le véhicule thermique.

La société Valeo, équipementier français, s'engage progressivement sur la voie de ce type de véhicules qui s'inscrivent dans sa principale ligne directrice, proposer des équipements dont l'impact en terme d'émissions de CO_2 est moindre. C'est dans cette optique que s'inscrit cette thèse, dont l'objectif est le développement d'un système de management de batterie (BMS) Lithium-ion (Li-ion), à destination des HEV.

Cette thèse CIFRE est effectuée en collaboration avec le laboratoire Ampère ainsi que l'Institut Français des Sciences et Technologies des Transports, de l'Aménagement et des Réseaux (IFSTTAR). Pour Ampère et l'IFSTTAR, le sujet s'inscrit tout à fait dans leur domaine d'expertise, puisqu'appliqué aux cas des véhicules hybrides, le système de stockage électrochimique à base Li-ion doit être étudié, et tout particulièrement son système de gestion (le BMS).

Dans un premier temps nous présenterons brièvement le contexte de la thèse en termes de domaine d'application, choix du type de batterie pour la partie stockage ainsi que la présentation des différents encadrants.

La suite du rapport s'attardera ensuite sur quelques points couramment rencontrés dans le domaine des batteries, et sur un état de l'art des principales fonctions assurées par un système de gestion de batterie.

La fin de ce rapport présentera alors le travail effectué avec la mise en place du banc expérimental et des protocoles de caractérisation, ainsi que de quelques résultats obtenus lors d'expérimentations préliminaires, avant de terminer par les perspectives de la thèse.

2. Contexte de la thèse

2.1. Les véhicules hybrides

Les véhicules hybrides se répartissent au sein de diverses catégories en fonction du niveau d'électrification qu'ils apportent (Montaru, 2009) (Rousseau, 2008). Parmi ces catégories on peut citer le "micro hybrid" (parfois considéré comme n'étant pas de l'hybridation) qui consiste à pouvoir arrêter le moteur thermique lorsque le véhicule est à l'arrêt, et où une machine électrique est utilisée pour le relancer, le "mild hybrid" au sein duquel se situe ce sujet de thèse, le "full hybrid" où la motorisation électrique est capable à elle seule d'entraîner le véhicule mais où la source d'énergie reste d'origine thermique, et enfin le "plug-in hybrid" où l'énergie électrique peut provenir d'un apport extérieur au véhicule (recharge sur le réseau).

Le "mild hybrid", qui constitue donc le domaine d'application de cette thèse, est un mode d'hybridation destiné à pallier l'un des principaux inconvénients d'une motorisation thermique, la non réversibilité. Pour éviter que l'énergie cinétique ne soit dissipée thermiquement par les freins, une machine électrique associée à un moyen de stockage réversible, permet la récupération de cette énergie afin de pouvoir la restituer lors des accélérations (on parle de mode "boost"). Ce mode d'hybridation permet également de reprendre la fonction du "micro hybrid", à savoir l'arrêt du moteur thermique lorsqu'il est inutilisé.

Ainsi, la partie électrique (machine + stockage) agit de manière tampon en permettant d'éviter un gaspillage de l'énergie lors des décélérations, énergie utilisée aux accélérations afin de soulager la motorisation thermique qui peut ainsi rester proche d'une valeur de fonctionnement nominale. Comme pour tous les modes d'hybridation, la structure du véhicule est plus complexe à mettre en œuvre et plus coûteuse, du fait de la présence des deux types de motorisation et des deux moyens de stockage (réservoir de carburant et batterie).

2.2. Les batteries Li-ion

Le principal inconvénient des véhicules hybrides (et à plus forte échelle des véhicules électriques) est le stockage de l'énergie électrique. Plusieurs systèmes de stockage réversibles peuvent être envisagés, avec pour le domaine automobile, une préférence pour le stockage électrochimique (supercondensateurs et batteries) qui a l'avantage de proposer une conversion plus directe de l'énergie.

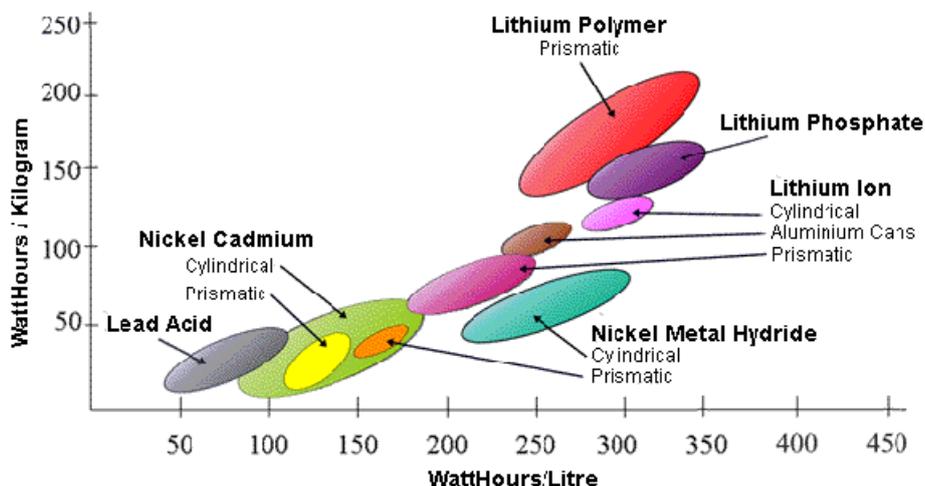


Figure 1 - Diagramme de Ragone donnant l'énergie massique et volumique de différents types de batteries (source : <http://www.mpoweruk.com/chemistries.htm>)

On remarque sur le diagramme ci-dessus (Figure 1), que les batteries utilisant une technologie à base de Lithium sont les moins lourdes (grande énergie massique en W.h/kg), et également les moins volumineuses (grande énergie volumique en W.h/l). Ce type de batterie présente également d'autres avantages, comme pour le Li-ion (le Lithium phosphate appartenant à cette catégorie) (FAUVARQUE, 2000) (Bruno Scrosati, 2010) :

- Une tension entre électrodes très élevée (de l'ordre de 3.6V, contre 1.2V ou 2V pour respectivement les technologies "Nickel Cadmium" et "Lead Acid").
- Un faible poids/encombrement, le lithium étant le métal le plus léger.
- L'absence d'effet mémoire, impliquant que la batterie ne perd pas à l'usage les zones de stockage rarement exploitées.
- Une cyclabilité importante (durée de vie convenable de plusieurs milliers de cycles).
- Une faible autodécharge, inférieure à 10% par mois.
- Une tolérance à l'utilisation de forts courants, qui couplée avec sa forte tension, lui attribue une forte puissance massique et volumique.

Malgré ces nombreux avantages, la technologie Li-ion et plus généralement celles à base de Lithium, présentent l'inconvénient d'être plus coûteuses (même si le prix tend à baisser) et plus dangereuses car susceptibles de s'enflammer, voir même d'exploser (d'où la nécessité d'un système de gestion).

Au sein même des cellules Li-ion, plusieurs chimies existent et apportent leur lot d'avantages et inconvénients, que ça soit au niveau de la sécurité, de l'encombrement ou encore du coût. Parmi ces chimies, qui sont désignées par le matériau qui compose l'électrode positive (l'électrode négative étant souvent à base de graphite ou parfois de titanate de lithium), on peut notamment citer celles à base de fer phosphate (représentées sur le diagramme de Ragone) ou bien encore celles utilisant des oxydes de cobalt, de nickel ou de manganèse.

2.3. Les principaux acteurs

Cette thèse CIFRE, débutée le 2 novembre 2011, est gérée par trois entités que sont le laboratoire Ampère à Villeurbanne, l'Institut Français des Sciences et Technologies des Transports, de l'Aménagement et des Réseaux (IFSTTAR) à Bron et la société Valeo à Créteil.

L'encadrement étant assuré par :

- Serge PELISSIER, encadrant, chargé de recherche HDR (IFSTTAR)
- Ali SARI, encadrant, maître de conférences (Ampère)
- Pascal VENET, directeur de thèse, professeur des universités (Ampère)

Avec pour la partie industrielle :

- Daniel BENCHETRITE, encadrant, ingénieur docteur (Valeo)
- Mathilde OUATTARA-BRIGAUDET, encadrante, ingénieur docteur (Valeo)

3. Quelques notions

3.1. Les grandeurs courantes d'une cellule

Différentes grandeurs sont à prendre en compte lors de l'utilisation de batteries :

Les valeurs limites : ce sont des grandeurs de température, tension et courant à ne pas dépasser (ou alors exceptionnellement mais pendant des temps très courts). Ainsi la cellule (ou à plus grande échelle la batterie) doit rester dans une certaine plage de température et de tension, et ne pas dépasser une certaine valeur de courant. Un dépassement de ces conditions d'utilisation pouvant entraîner une dégradation irrémédiable des performances, voir même la destruction de la cellule (incendie, explosion).

La capacité : c'est la quantité de charge qu'une cellule est capable de stocker. Cette grandeur varie selon le niveau de courant, de température, de l'état de santé, et est représentée en A.h. Ainsi une batterie donnée à 7A.h, doit permettre en théorie de soutirer un courant de 7A pendant une heure, ou bien encore de 14A pendant 30 minutes. Il est courant de remplacer cette valeur donnée pour une heure, par la lettre C, et d'indiquer par la suite le niveau de courant utilisé par un multiple de C (dans notre exemple, C correspond à 7A et 2C à 14A).

Le rendement faradique : c'est le rapport entre quantité de charges électriques déchargées par rapport à la quantité qui avaient été chargées. Ce paramètre donne une indication sur l'efficacité des charges et décharges, qui dans le cas des cellules Li-ion est proche de 100%. C'est-à-dire qu'une quantité très faible d'électrons sera "consommée" par des réactions électrochimiques parasites.

L'énergie : c'est de la quantité d'énergie qu'une cellule est capable de stocker. Cette grandeur est similaire à la capacité, mais contrairement à cette dernière, elle prend en compte la variation de tension qui s'opère aux bornes de la cellule. Cette grandeur varie selon le niveau de courant, la température, l'état de santé, et est représentée en W.h.

Le rendement énergétique : Comme pour la capacité et son rendement faradique, l'énergie possède son propre indicateur d'efficacité entre phases de charge et décharge, correspondant aux pertes énergétiques. Il s'agit donc du rapport entre l'énergie déchargée et l'énergie chargée, où à la différence du rendement faradique, l'évolution de la tension est prise en compte (intégration du produit courant-tension). Pour certaines cellules Li-ion, ce rapport peut être supérieur à 95%.

L'autodécharge : Durant les phases de repos, une certaine quantité d'énergie ou de charge est perdue au sein de la cellule, suite à certains processus électrochimiques. Ce phénomène s'accroît avec l'augmentation de la température, mais reste généralement de l'ordre de quelques pourcents (inférieur à 10%) pour les cellules Li-ion.

La durée de vie : La durée de vie d'une cellule est impactée par de nombreux paramètres dont la température, les contraintes physiques (environnement vibratoire), l'utilisation (grandeurs électriques utilisées), l'âge de la cellule, l'état de charge de stockage, ... Globalement on peut distinguer deux principaux types de vieillissement qui agissent sur la durée de vie, à savoir le calendrier qui intervient que la cellule soit utilisée ou non, et le cyclage qui est marqué par le degré d'utilisation. Dans ces deux cas de figure, le vieillissement est accéléré avec l'augmentation de la température.

3.2. La constitution d'une batterie

En réalité, le terme de batterie désigne l'association de plusieurs cellules en série et/ou en parallèle. En effet, dans la plupart des domaines d'utilisation des batteries, une cellule seule ne peut pas fournir la puissance ou l'énergie nécessaire à l'application. C'est le regroupement de plusieurs cellules, qui va permettre d'augmenter le niveau de courant et/ou de tension pour atteindre les puissances souhaitées et/ou les énergies ciblées.

Une association série (cas des 4 cellules d'une branche sur la Figure 2) permet de sommer les tensions et énergies des cellules, qui sont alors traversées par un même courant (I_{cell}) impliquant une capacité de la branche correspondant à la plus petite cellule (en terme de capacité). Pour une mise en parallèle des cellules, la capacité totale va correspondre à la somme des cellules en parallèle (en Figure 2, il s'agit de branches en parallèle), par contre la tension est commune à toutes les cellules et ce sont les courants qui vont être sommés.

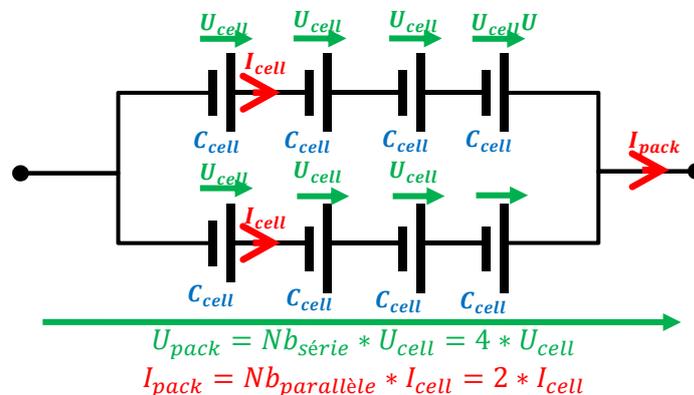


Figure 2 – Exemple de mise en parallèle de deux branches de quatre cellules en série

Pour les batteries de tailles importantes (cas du domaine automobile) on utilise le terme de module pour désigner un sous ensemble de cellules. C'est ainsi les modules, qui une fois assemblés, formeront le pack batterie à proprement parlé.

3.3. La gestion d'une batterie

Pour constituer une batterie, il ne s'agit pas seulement d'assembler les cellules entre elles, il faut également mettre en place un système de gestion de ces cellules pour s'assurer qu'elles ne soient pas dégradées, et que l'on puisse en tirer la meilleure utilisation possible. Ce système a pour nom "Battery Management System" (BMS) et fait l'objet de cette thèse.

On distingue ainsi plusieurs fonctions pouvant être associées au BMS :

- La surveillance et la protection des cellules (mesures et moyens d'actions).
- La détermination de l'état des cellules (SoC, SoH, SoF que nous expliciterons par la suite).
- La communication vers un système extérieur pour informer de la disponibilité et de l'état des cellules.
- La gestion optimale de l'énergie en imposant par exemple une plage d'utilisation recommandée (autour de 50% de charge typiquement pour une application "mild hybrid").
- La gestion thermique du pack avec des stratégies et des moyens d'actions plus ou moins élaborés.
- L'équilibrage des cellules (explicité ci-dessous).

3.4. Les indicateurs de l'état d'une batterie

La gestion des cellules, et donc de la batterie, nécessite de connaître l'état de charge (SoC pour State of Charge) actuel des cellules, leur état de santé (SoH pour State of Health ainsi que leur disponibilité (SoF pour State of Function) pour le type d'application auxquelles elles sont destinées.

Le State of Charge (SoC) : est le rapport (souvent exprimé en pourcent) entre la charge stockée (en A.h) à un instant "t" et la charge totale stockable (capacité en A.h) à un instant de référence. Selon les sources, cette référence peut correspondre à la capacité de la batterie donnée par le fournisseur, celle mesurée lors d'une première utilisation, ou bien de la capacité actuelle.

À noter que certaines sources parleront de Depth of Discharge (abrégé DoD), qui est le complément du SoC, et donc qui représente la quantité de charge libre dans la cellule. Par exemple, pour une batterie déchargée jusqu'à atteindre un SoC de 17%, on parle de DoD de 83%. Le SoC représente donc la quantité de charge chargée qui est potentiellement déchargeable alors que le DoD indique celle déchargée qu'il est possible de charger dans la cellule.

On peut également noter qu'au lieu (ou en complément) du SoC, certaines sources essaient d'introduire la notion de State of Energy (SoE). Ce n'est alors plus un rapport de quantité de charge, mais un rapport d'énergie (prise en compte de la tension) qui est étudié. Nous ne traiterons pas du SoE dans la suite de ce rapport, et ne ferons plus mention du DoD.

Le State of Health (SoH) : est un paramètre qui prend en considération le vieillissement de la cellule. Selon le type d'application pour lequel est destiné le pack batterie (énergie ou puissance), différents effets du vieillissement vont être surveillés au travers de ce paramètre (Bernhard Kortschak, 2011). Les principaux effets du vieillissement (évoluant indépendamment) étant l'augmentation de la résistance interne et la perte de capacité, on distingue deux principaux cas (Daniel Le, 2011) (Ha Donggil, 2012):

- Application typée énergie (cas des véhicules électriques par exemple), où les cellules de la batterie doivent pouvoir fournir le maximum d'autonomie et donc avoir la meilleure capacité possible. C'est alors la perte de capacité lors du vieillissement que devra quantifier le SoH (White, 2005).
- Application typée puissance (cas de cette thèse destinée au "mild hybrid"), où les cellules doivent pouvoir faire face à de fortes puissances (en charge et décharge) et donc avoir une résistance interne faible. C'est donc l'augmentation de cette valeur de résistance qui est évalué pour le SoH.

Le State of Function (SoF) : est un paramètre assez récent et très peu représenté dans la littérature (Juang, 2010) (Montaru, 2009). Cependant ce paramètre commence de plus en plus à être utilisé dans l'industrie, car il répond à un besoin réel, qui est de savoir si dans des conditions données, la batterie peut être sollicitée ou non. Ce niveau de disponibilité est évalué en fonction du SoC (ou/et de son équivalent le SoE), du SoH et de la température. Ainsi on peut illustrer l'utilisation de ce paramètre par les situations suivantes :

- Une cellule très usée (très faible SoH) mais très chargée (fort SoC) ne pourra par exemple plus être sollicitée par de très fortes puissances (SoF faible).
- Une cellule avec un SoC fort et un SoH fort, peut avoir un faible SoF, et donc ne pas être apte à répondre à certaines sollicitations en puissance, si sa température est trop défavorable par exemple.

4. État de l'art sur les BMS

4.1. Détermination des valeurs des SOC et SOH

L'une des principales fonctions d'un BMS est la détermination du SoC et du SoH. Pour ce faire, plusieurs méthodes peuvent être utilisées (directement ou en complément d'autres) selon les moyens à disposition, avec une plus ou moins grande précision sur les résultats (Juang, 2010) :

Mesure OCV (SoC)

La mesure OCV (Open Circuit Voltage) est la méthode la plus basique pour identifier le niveau de SoC. Elle consiste en une mesure de tension lorsque les cellules sont au repos et stabilisées. Cette tension est rapprochée à une table (dont le tracé est donné en Figure 3) donnant directement le SoC en fonction de la tension OCV qui dépend de la chimie utilisée.

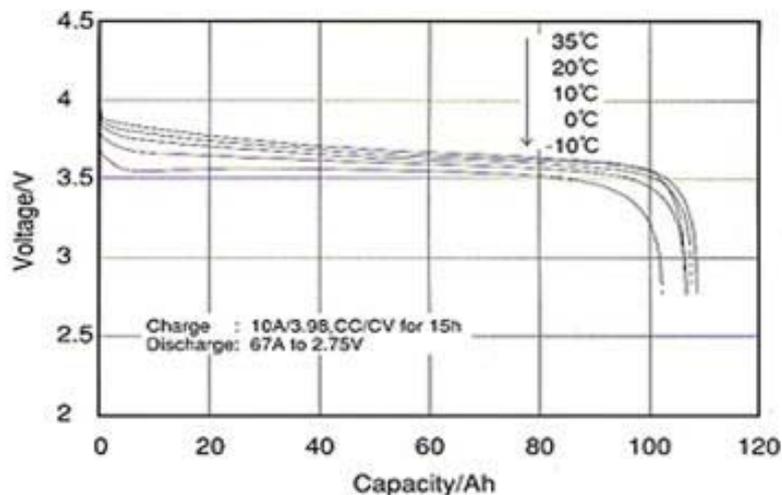


Figure 3 - Exemple de courbe donnant la correspondance entre tension OCV (en décharge) et état de charge pour différentes températures (source : www.mpoweruk.com/soc.htm)

Cette méthode nécessite donc d'avoir au préalable édité une table de correspondance (prenant en compte les effets de la température et du vieillissement). De plus cette méthode a pour principal inconvénient de recourir à une mesure lorsque la cellule n'est pas sollicitée (au repos) depuis un certain temps (après relaxation). La détermination du SoC en ligne n'est ainsi pas permise lors des phases d'utilisation de la batterie (car la tension mesurée n'est alors pas à vide). Pour pallier ce problème, un modèle électrique simple est utilisé pour estimer la tension OCV correspondante à une tension mesurée lorsque la batterie est en fonctionnement (courant $\neq 0$). Pour la technologie Li-ion, la difficulté de détermination du SoC à partir de tels tracés est accentuée par le fait que certaines chimies possèdent une courbe très "plate" pour des niveaux de charges médians.

Méthode coulombmétrique (SoC)

Il s'agit de la méthode qui vient le plus facilement à l'esprit, et qui consiste en une mesure du courant que l'on intègre durant les phases de fonctionnement de la cellule (charge et décharge). Cette capacité peut alors directement être mise en rapport avec la capacité totale de référence (Q_{ref}) pour obtenir le SoC (en %) :

$$Q_{actuel} = Q_{initial} + \int I(t).dt$$

Avec $I(t)$ défini
positivement en charge

$$SoC(t) = \frac{Q_{actuel}}{Q_{ref}} * 100$$

Cette méthode a pour principal inconvénient de nécessiter une information de capacité initiale fiable (faussée par l'auto décharge par exemple), ainsi que d'intégrer les erreurs de mesure de courant au cours du temps. L'intégration du courant nécessite également un certain niveau de calcul pour le BMS, et surtout un niveau d'échantillonnage sur la mesure de courant, assez important pour prendre en compte les fortes dynamiques (cas des véhicules hybrides).

Méthode d'historisation (SoH)

Cette méthode est basée sur l'historique de la batterie, à partir duquel on essaye d'estimer un état de vieillissement. Certains systèmes comptabilisent le nombre de cycles effectués, la durée calendaire passée, les durées durant lesquels la batterie a été soumise à des températures (selon les niveaux de ces températures) extrêmes, des trop forts courants ou des tensions en dehors des seuils admis.

Cette méthode nécessite de surveiller en permanence la cellule lors de l'utilisation de celle-ci (en charge et en décharge), mais également lors des phases de repos. Cette surveillance est historiée, et doit donc être sauvegardée (stockage de l'historique) par le BMS.

Spectroscopie d'impédance (SoC et SoH)

Cette méthode vise à déterminer la partie imaginaire et réelle de l'impédance de la cellule pour différentes fréquences. L'impédance de la cellule varie en fonction du niveau de charge et de santé, mais également d'autres paramètres comme la température. Des mesures d'impédances (à différentes fréquences) permettent alors l'identification à un modèle électrique :

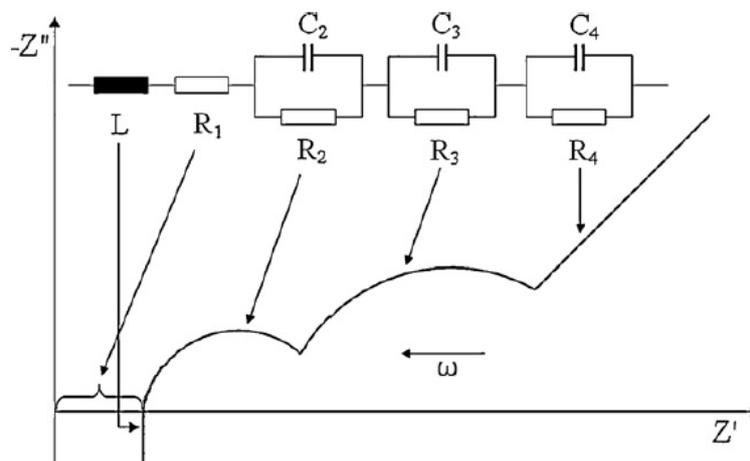


Figure 4 - Spectre idéal d'une cellule Li-ion, corrélé avec des éléments pouvant constituer un modèle

L'impédance est déterminée à partir d'une consigne sinusoïdale de tension [respectivement de courant] de faible amplitude, dont on mesure la réponse en courant [respectivement en tension]. Cette consigne de tension est appliquée à diverses fréquences, ce qui rend cette méthode coûteuse en temps. Cependant elle est très précise malgré son coût élevé et la difficulté importante pour la mettre en place (mesure hors ligne) (D. Andre, 2011) (Jan Philipp Schmidt, 2011) (Mantia, 2008).

Il s'agit là d'une méthode de laboratoire, car un tel système est difficilement embarquable au sein d'un véhicule, même si des dérivées plus simples de cette méthode cherchent à étudier le spectre fréquentiel des cellules. On peut également noter que cette méthode nécessite d'être à

l'équilibre thermodynamique, et que l'utilisation d'un signal (courant non nul), même de faible amplitude, va modifier le SoC lors de la mesure, surtout aux très basses fréquences.

Pour des systèmes embarqués, certains proposent d'utiliser un nombre réduit de fréquences (Sudarshan Rao Nelatury, 2004), où les impédances mesurées peuvent alors être suffisantes pour en tirer SoC et SoH.

D'autres méthodes essayent d'utiliser un créneau (Nouillant Cedric, 2010) ou un signal (Barsoukov, 2002) dont le spectre de la réponse en tension va être analysé afin d'en extraire certains paramètres du modèle de la cellule.

Méthodes adaptatives (SoC et SoH)

Ces méthodes sont globalement basées sur un modèle électrique des cellules, dont les paramètres (ou une partie d'entre eux) sont déterminés et corrigés selon les mesures effectuées lors de l'utilisation de la batterie (utilisation normale ou forcée avec un signal quand la cellule est dans une période de repos).

Parmi ces méthodes on peut notamment citer les filtres de Kalman, les observateurs en mode glissant, la logique floue (F. Khoucha, 2010) (A. Zenati, 2010) (ZENATI, 2012), les réseaux de neurones (Jingliang Zhang, 2011) (T. Weigert, 2011) (Xiaogang WU, 2010), ... De nombreux articles utilisent et perfectionnent ces différentes méthodes (He, 2012) (Xu Long, 2012) (Jonghoon Kim, 2011) (Fengchun Sun, 2011).

Globalement, les méthodes citées utilisent un modèle électrique des cellules, afin de retrouver leur état actuel, et ainsi leur niveau de SoC (ou de SoH). Les paramètres du modèle électrique sont modifiés de manière itérative en fonction des mesures faites, jusqu'à convergence entre résultats et mesure. Les paramètres du modèle sont alors considérés comme connus à l'instant donné, et le niveau de SoC en est déduit.

La logique floue utilise une compilation d'états simplifiés de la cellule, afin d'en déterminer l'état de charge (SoC, mais également le SoH et le SoF). Par exemple, au lieu de se baser sur une valeur précise de température et de courant, cette méthode évalue la valeur selon un certain niveau de précision (par exemple élevée, moyenne ou faible), et c'est la relation avec d'autres grandeurs électriques, thermiques ou temporelles qui va renseigner le niveau de SoC. Elle nécessite donc d'avoir des connaissances préalables sur les relations permettant de donner le SoC.

Cette méthode peut être couplée aux réseaux de neurones, qui passent par une phase d'apprentissage du comportement de la cellule, afin d'en donner le SoC en fonction des mesures des grandeurs électriques et thermiques par exemple. Le réseau s'adapte ainsi de lui-même au nouveau comportement de la cellule au cours de son vieillissement, permettant une bonne estimation sans connaître nécessairement à l'avance le comportement qu'aura la cellule vieillie.

Pour le SoH typé puissance où c'est l'évolution de la résistance interne qui importe (Jurgen Remmlinger, 2011), un signal de courant peut être forcé et la réponse en tension à certaines constantes de temps est mesurée pour avoir les grandeurs de résistances souhaitées (résistance série, à 10 secondes, en continu, ...). Le signal n'est d'ailleurs pas forcément forcé et peut être surveillé à partir de l'utilisation normale de la batterie. On surveille donc la réponse de la batterie jusqu'à avoir la condition adéquate au calcul de la résistance souhaitée.

4.2. Modèles utilisés dans la surveillance des batteries

La véritable modélisation d'une seule cellule est trop complexe pour un BMS embarqué dans un véhicule. Les BMS utilisent donc des modèles électriques plus ou moins simplifiés selon le niveau de complexité et la précision souhaitée sur le calcul du SoC et/ou du SoH (URBAIN, 2009).

La démarche consiste donc à représenter à l'aide de composants électriques simples (résistance, source de tension, condensateur et inductance), le comportement fréquentiel de la cellule. Cette représentation est alors souvent donnée dans le plan de Nyquist représentant la valeur réelle de l'impédance (de la cellule) sur l'axe des abscisses, et la valeur imaginaire sur celui des ordonnées (souvent négativement pour faciliter l'application à une cellule qui a globalement un comportement capacitif) en fonction de la fréquence :

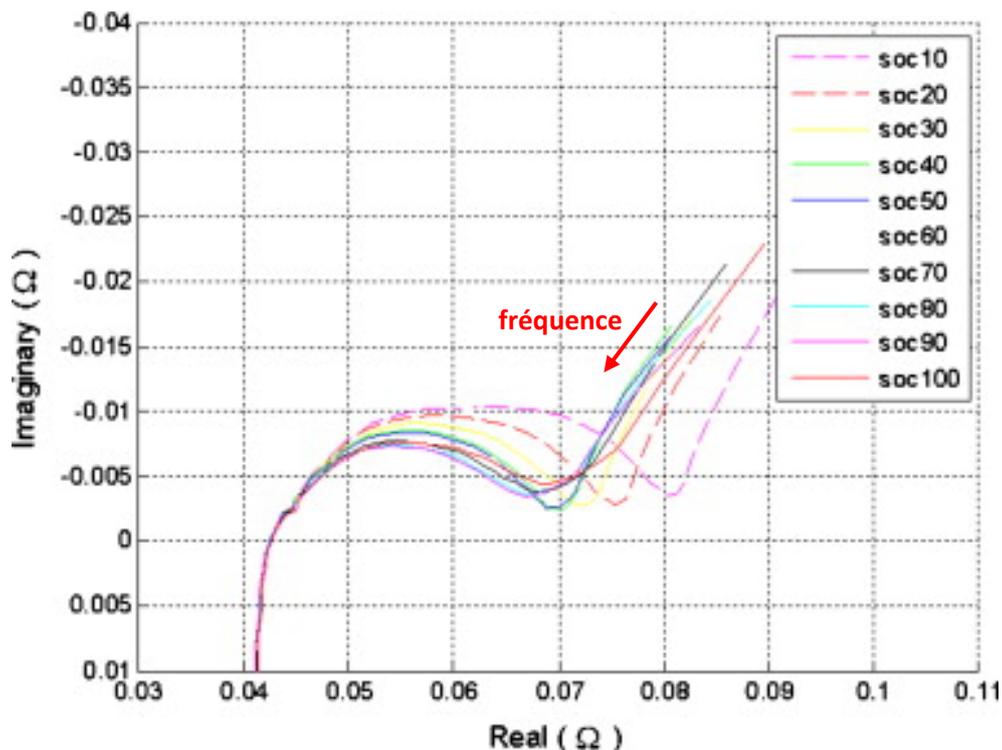


Figure 5 - Impédance (partie réelle et imaginaire) d'une cellule selon l'évolution de la fréquence pour différents niveaux de charge (Lee, 2008)

Sur ce type de représentation (Figure 5), on peut ainsi mieux représenter l'impact du niveau de charge (exemple ci-dessus) sur l'évolution de l'impédance d'une cellule. Le niveau de charge (SoC en %) n'est pas le seul phénomène impactant cette impédance, on peut ainsi retrouver la température et l'état de santé (SoH) de la cellule.

Des modèles plus (Maxime MONTARU, 2008) (D. Di Domenico, 2011) (Hanlei Zhang, 2010) ou moins (Markus Einhorn, 2011) (Hongwen He, 2011) élaborés permettent la traduction (plus ou moins partielle) de ces tracés, avec dans certains cas l'utilisation de composants particuliers (CPE et impédances de Warburg qui ne seront pas traités ici). Dans notre cas de BMS pour véhicule hybride, la puissance de calcul disponible reste limitée et la précision de calcul n'est pas très importante, ce qui mène à l'utilisation de modèle électrique "simples".

Les composants électriques ont vocation à représenter différents phénomènes :

- Une source de tension OCV permet de représenter le potentiel à l'équilibre de la cellule, pour un niveau de SoC et une température donnée.
- Une inductance peut être ajoutée en série pour représenter la partie inductive due à la géométrie de la connectique.
- Une résistance série représente la résistance des connectiques et de l'électrolyte, qui dans le plan de nyquist se traduit par un décalage du tracé sur l'axe des réels.
- Un premier étage RC (Figure 6, 7 et 8) permet la représentation du phénomène de double couche pour le condensateur, et de transfert de charges pour la résistance. Ces deux phénomènes se traduisent par un demi-cercle dans le plan de nyquist.
- Un ou plusieurs autres étages RC (Figure 6) permet d'approximer la partie diffusive de la cellule, présente dans le tracé de nyquist par une quasi-droite à basse fréquence.

Modèle avec deux étages RC

C'est l'un des modèles les plus représentés dans la littérature (X. Li, 2011) (Yi-Hsien Chiang, 2011) (A.J. Fairweather, 2011). Il a l'avantage d'utiliser des composants simples et d'offrir un bon compromis entre précision de modélisation et puissance de calcul :

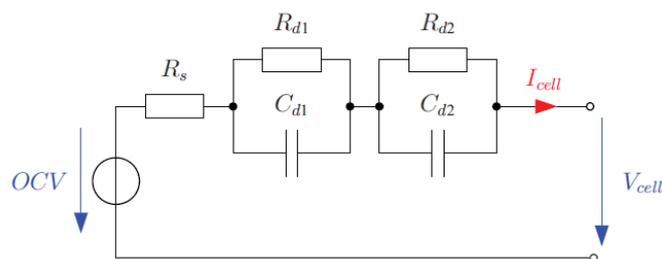


Figure 6 – Modèle électrique E + R + RC + RC extrait de (Markus Einhorn, 2011)

Modèle avec un étage RC

Parmi les modèles électriques les plus utilisés, c'est celui qui offre le meilleur compromis entre précision et simplicité (Jingliang Zhang, 2011) (Jonghoon Kim, 2010) (Anahita Banaei, 2010) :

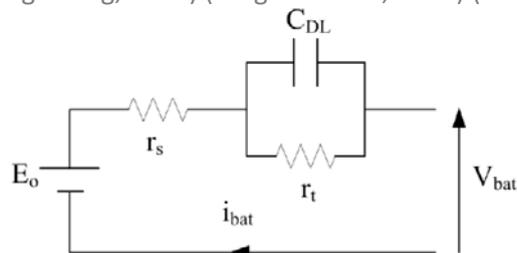


Figure 7 – Modèle électrique E + R + RC extrait de (URBAIN, 2009)

Pour une application HEV "mild hybrid" où les dynamiques sont souvent très rapides et où les décharges (ou charges) continues très longues sont quasi inexistantes, la partie diffusive qui intervient à très basse fréquence entre peu en jeu et n'a donc pas vocation à être représentée.

Des variantes existent, comme le modèle PNGV utilisé notamment dans la norme FreedomCar :

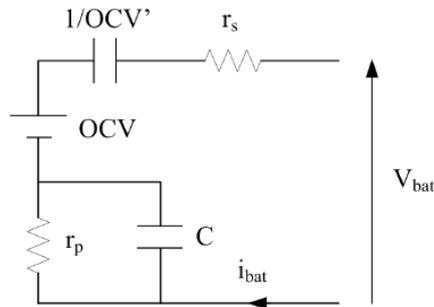


Figure 8 – Modèle PNGV extrait de la norme FreedomCar (FreedomCAR, 2003)

On retrouve les mêmes éléments que pour le modèle précédent, mais à la différence que le niveau de tension évolue naturellement en fonction du SoC, intervenant au travers du condensateur $1/OCV'$ (le SoC étant relié au niveau de charge du condensateur).

Modèle simple (E + R)

Ce modèle (schéma en Figure 9) utilisé brut ne permet pas une bonne modélisation d'une cellule. Beaucoup de phénomènes sont ainsi occultés par la simplicité du modèle. Malgré tout, ce modèle est très utilisé pour un dimensionnement rapide ou pour donner un premier aperçu lors de simulation. Il ne prend en compte que la tension à vide et la chute de tension proportionnelle au courant soutiré ou fourni à la cellule.

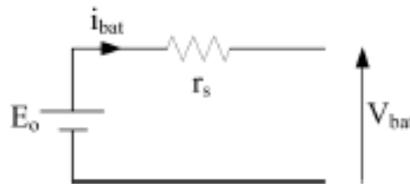


Figure 9 – Simple modèle électrique E + R extrait de (URBAIN, 2009)

Cependant, dans le modèle, la source de tension et la résistance peuvent voir leur valeur modifiée selon d'autres paramètres tels que le niveau de charge, le niveau de courant (ou son sens), la température, la durée de vie, ... Le modèle reste alors toujours assez simple à mettre en œuvre, et permet d'atteindre une précision suffisante à de nombreuses applications.

Selon le domaine d'application, la résistance peut ainsi prendre en compte plus ou moins de phénomènes. Pour des décharges continues, cette résistance peut voir sa valeur tenir compte des phénomènes de résistance d'électrolyte et de connectique, de transfert de charge et de diffusion. La dynamique lors des transitions est alors très mal représentée. Pour une application "mild hybrid", la résistance ne tiendrait compte par exemple que des phénomènes rapides tels que la résistance d'électrolyte et de connectique.

4.3. Équilibrage

De par la structure d'une batterie (formée de modules eux même constitués de cellules) des déséquilibres se produisent naturellement entre les cellules. Ces déséquilibres sont soit déjà présents lors de la fabrication de la cellule et de la constitution du pack batterie (capacité, impédance interne, niveau de charge initial), soit s'accroissent lors de l'utilisation. Les cas possibles sont donc :

- La fabrication. Un certain niveau de tolérance est utilisé lors de la fabrication des cellules. Les cellules ne sont donc pas identiques dès leur fabrication. Une tolérance de fabrication plus stricte permet de limiter le phénomène, ainsi qu'une sélection des cellules ayant le moins de différence peut être effectuée (lourd à mettre en place).
- La température. Une fois la batterie assemblée, les cellules ne sont pas soumises aux mêmes températures, ce qui accentue le phénomène de déséquilibre (l'augmentation de la température accélère le vieillissement). Ces déséquilibres thermiques sont dus à l'emplacement des cellules, ainsi qu'à leur auto-échauffement qui diffère selon les cellules (à cause de leur impédance interne).
- Le vieillissement propre à chaque cellule. Les cellules ne vieillissent pas de la même manière, même si elles sont placées dans les mêmes conditions d'utilisation. En plus de cela, les cellules n'ont jamais les mêmes conditions d'utilisation, puisque placées à des endroits différents du pack (températures différentes) et possédant des paramètres différents (contraintes en température, tension pour les mises en série, courants pour les mises en parallèle).
- Les états de charges ne sont pas identiques lors de la fabrication, mais également lors de l'utilisation où les paramètres internes de chaque cellule vont entraîner un déséquilibre au cours du temps.

La limitation (ou la défaillance) d'une seule cellule limite l'utilisation du pack batterie dans son ensemble. Cette cellule est alors difficilement remplaçable, car elle ferait intervenir un nouveau déséquilibre entre la cellule neuve et les autres cellules. De plus, un changement de cellule est une opération complexe à mettre en œuvre (due à la conception du pack) et à réaliser. Certains fabricants prévoient le remplacement d'un module si une cellule de ce module impacte de façon trop néfaste l'utilisation du pack.

Plusieurs structures sont proposées dans la littérature pour minimiser les déséquilibres, parmi lesquelles on retrouve les méthodes dites "dissipatives" (souvent désignées comme "passives") où l'énergie superflue est dissipée, et les méthodes dites "non dissipatives" (ou "actives") où l'énergie est transférée entre les cellules. (Barsukov, 2005) (WELSH, 2009) (Mohamed Daowd, 2011) (Wai Chung Lee, 2011).

Méthode avec éléments dissipatifs

Cette méthode (illustrée en Figure 10) utilise la dissipation thermique du surplus d'énergie, au travers de résistances de shunt. Chaque cellule est associée à une résistance (dimensionnée selon la rapidité d'équilibrage souhaitée et les possibilités d'évacuation de la chaleur du pack) qui est appliquée en parallèle sur contrôle d'un interrupteur, aux bornes de la cellule pour effectuer une décharge.

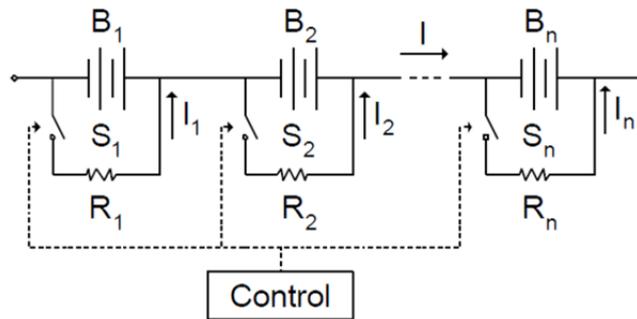


Figure 10 – Principe de la méthode d'équilibrage "charge shunting" où l'équilibrage passe par dissipation au travers de résistances (Hong-Sun Park, 2009)

Puisque l'équilibrage passe par une décharge dans une résistance, il s'agit d'une méthode dite dissipative. L'inconvénient principal est donc que l'énergie en surplus est "perdue" au travers des résistances (favorise l'échauffement du pack), ce qui influe sur le rendement et peut nécessiter la mise en œuvre d'un système pour évacuer la chaleur, si un équilibrage rapide est utilisé.

Cette méthode présente l'avantage d'être facile à mettre en place et peu coûteuse. Elle est également un moyen rapide d'équilibrage suivant la valeur des résistances choisie. De plus, plusieurs cellules peuvent être équilibrées simultanément, et ce durant leur fonctionnement.

Méthodes avec éléments non dissipatifs (cell to cell)

Pour minimiser les pertes (par échauffement notamment), le surplus de charge est transféré vers une cellule en déficit, par des éléments non dissipatifs contrairement à la méthode précédente utilisant des résistances. Cette méthode "navette" (ou cell to cell) se présente donc sous la forme d'un condensateur (Figure 11) ou d'une inductance (Figure 12), pouvant être branché (via des interrupteurs) aux bornes d'une cellule trop chargée, pour être ensuite commuté aux bornes d'une cellule pas assez chargée :

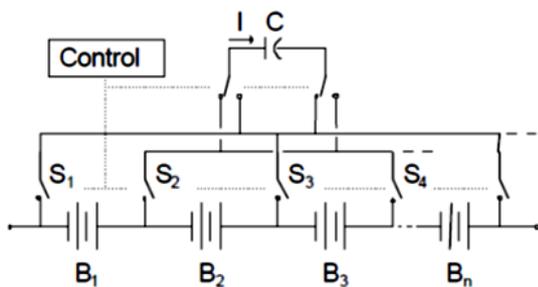


Figure 11 – Méthode d'équilibrage dite "flying capacitor" (Hong-Sun Park, 2009)

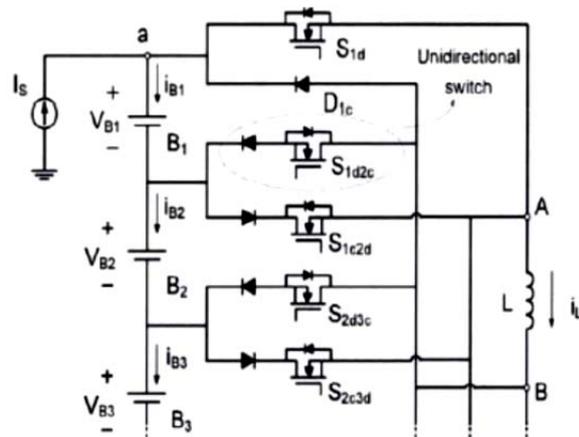


Figure 12 – Méthode d'équilibrage dite "single inductor" (Mohamed Daowd, 2011)

Cette méthode permet donc une optimisation de la charge dans toute la batterie, au travers d'une stratégie comblant un déficit par le surplus d'une autre cellule. Cependant, toutes les cellules ne peuvent être équilibrées simultanément, contrairement à la méthode dissipative vue précédemment.

Méthodes avec convertisseurs (cell to pack ou pack to cell)

Dans ce cas de figure, on se retrouve avec une architecture dite "cell to pack" ou "pack to cell" selon que l'échange de l'excédent de charge s'effectue d'une cellule vers une recharge de tout le pack, ou respectivement du pack vers une cellule à charger plus que les autres. (Kamath, 2011)

Typiquement, le convertisseur (ici en Figure 13, un convertisseur de type flyback formé du MOSFET, du transformateur et de la diode) est déplacé aux bornes des cellules à charger (ou décharger selon l'architecture) :

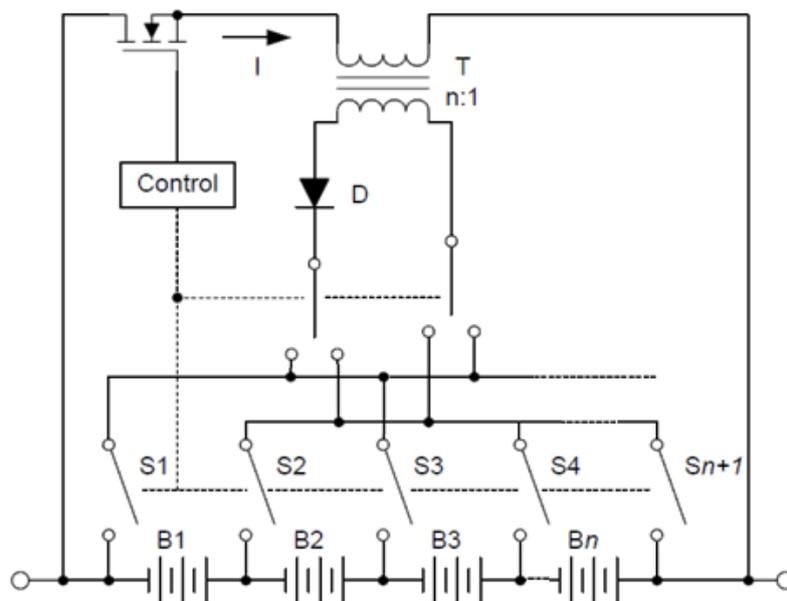


Figure 13 – Illustration d'un équilibrage "switched transformer" basé sur un convertisseur de type Flyback (Barsukov, 2005)

Cette solution offre l'avantage d'être rapide pour l'équilibrage, et de permettre l'utilisation de stratégies plus ou moins fines. Cependant cela implique également des moyens de calculs et de mesures pouvant être importants et coûteux, le montage du convertisseur pouvant lui-même être coûteux et encombrant.

D'autres méthodes encore plus coûteuses et encombrantes peuvent être utilisées, comme celles où chaque cellule est reliée à son propre secondaire de transformateur (avec sa diode). Le convertisseur de type Flyback a alors un noyau magnétique partagé entre tous les secondaires et le primaire, ce qui permet un équilibrage naturel des cellules ayant la tension la plus faible.

5. Premiers essais expérimentaux

Parmi les 7 premiers mois de cette thèse (la thèse ayant débuté début novembre), une grande partie a été consacrée d'une part à l'étude bibliographique et d'autre part à l'établissement de protocoles de tests pour mieux appréhender les caractéristiques des cellules utilisées et pour permettre une future validation des modèles à développer. Ces premières caractérisations se basent principalement sur deux documents :

- Le premier document se rapportant à la caractérisation de cellules destinées aux véhicules hybrides, est celui édité par le programme américain FreedomCAR. Il décrit la méthode à adopter pour la caractérisation de batteries destinées à différents types de véhicules (HEV, PHEV, EV), avec dans notre cas une version de 2003 destinée aux véhicules hybrides (HEV).
- Le second document est la norme ISO12405, qui comme le document précédent sur lequel il se base, est destiné aux tests de batteries pour véhicules hybrides. Ce document est beaucoup plus récent, car datant de 2010.

Le but de ces caractérisations est de placer la cellule testée dans des conditions différentes, afin de révéler certains phénomènes. Les mesures ainsi effectuées permettent la récupération de certains paramètres, et pourront également être utilisées pour valider un modèle électrique par la suite.

5.1. Mise en place du banc expérimental

Avant même de débiter ces tests, il a fallu s'assurer que le matériel utilisé, à savoir les bancs de cyclage du laboratoire et les enceintes thermiques, conviendrait aux exigences de précision de mesure et de consigne, et que les moyens de sécurité étaient suffisants pour l'utilisation de cellules Li-ion (potentiellement dangereuses car un risque d'incendie voire même d'explosion existe).

Sécurités

L'utilisation des cellules Li-ion est sûre tant que certaines limites de tension et de température ne sont pas dépassées, c'est donc ces paramètres (tension et température) qu'il convient de surveiller.

Le banc de cyclage utilisé (ARBIN BT2000) dispose d'une protection dite "software" ainsi que d'une seconde dite "hardware", qui permettent toutes deux de mettre fin aux tests si une élévation anormale de température ou un dépassement du seuil de tension haut ou bas est détecté.

Un équipement spécifique a été développé afin d'offrir une redondance de ces sécurités. Là encore les seuils haut et bas de la tension sont surveillés, ainsi que la température. L'alimentation du banc passe par cet équipement, et est coupée lors de détection de seuil limite. Cette protection "hardware" supplémentaire est donc à utiliser en dernier recours, et a été conçue de manière à permettre la surveillance et la coupure d'autres systèmes en parallèle.

Bancs, cellules et enceintes

Avant de pouvoir commencer tout test, il a fallu attendre la disponibilité des bancs et des enceintes, et surtout la réception des cellules à tester. La thèse ayant un aspect "générique" pour ce

qui est de la technologie Li-ion, des cellules de plusieurs constructeurs différents seront utilisées. Pour l'instant seules les cellules A1 (utilisées pour les tests qui seront présentés par la suite et dont une photo est présente en Figure 14) de 11,5A.h et A2 de 6,5A.h, toutes deux provenant d'un même fabricant, ont été réceptionnées (électrodes positives de type LMO* + NMC*). Des cellules A3 d'un second fabricant devant être livrées prochainement (électrodes positives de type NCA*).

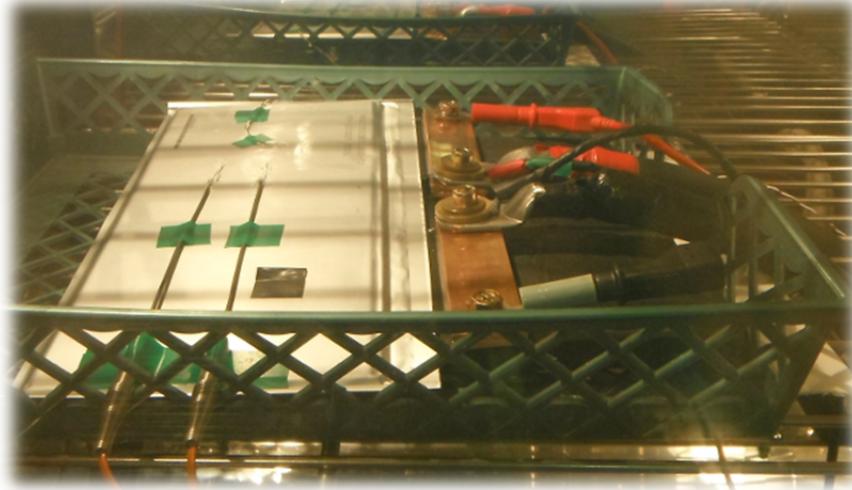


Figure 14 - Photo de la cellule A1 utilisée dans le cadre d'un test, avec sa connectique et les sondes de températures

Dans un premier temps, le banc ARBIN BT2000 avec une voie de 500A a été utilisé (Laboratoire Ampère). Ce banc ne pouvant accomplir certains tests à venir, un banc avec deux voies 150A à l'IFSTTAR et deux voies 200A au laboratoire Ampère (tous deux des ARBIN BT2000) seront utilisés. Pour les essais prévus, chacun des bancs doit être associé à une enceinte thermique réglée de -30°C à +50°C (domaine de température de nos tests).

Programme d'asservissement

L'automatisation des tests qui est nécessaire pour accélérer la phase d'expérimentation et permettre l'avancement de la phase de recherche à proprement parlé en parallèle, implique un asservissement des enceintes thermiques par les bancs. C'est-à-dire qu'au cours d'un test, le banc doit pouvoir changer la température de consigne de l'enceinte, et attendre que cette dernière soit atteinte pour pouvoir continuer.

La liaison entre les bancs de cyclage et les enceintes n'étant pas une option présente sur les bancs disponibles, il a fallu développer un programme informatique (testé et maintenant utilisé) qui permet de détecter les étapes du test où un changement de température est requis, afin d'envoyer un signal correspond à l'enceinte thermique via un port série COM.

Ce programme développé en C, permet donc dans un premier temps d'extraire l'étape active au travers du fichier de résultat actualisé par le banc (qui se présente sous la forme d'une base de données). Cette étape active est alors mise en relation avec les valeurs d'un fichier texte afin de retrouver une éventuelle correspondance avec une température de consigne, qui si elle est trouvée, entrainera la formation puis l'envoi d'une trame correspondante via le port série COM d'un l'ordinateur.

L'enceinte reliée via ce même port COM reçoit la nouvelle consigne qu'elle applique alors, et renvoi un signal d'erreur le cas échéant. Le signal de retour est également analysé par le programme développé, pour si erreur il y a, faire une nouvelle tentative d'envoi. Au niveau du banc, le

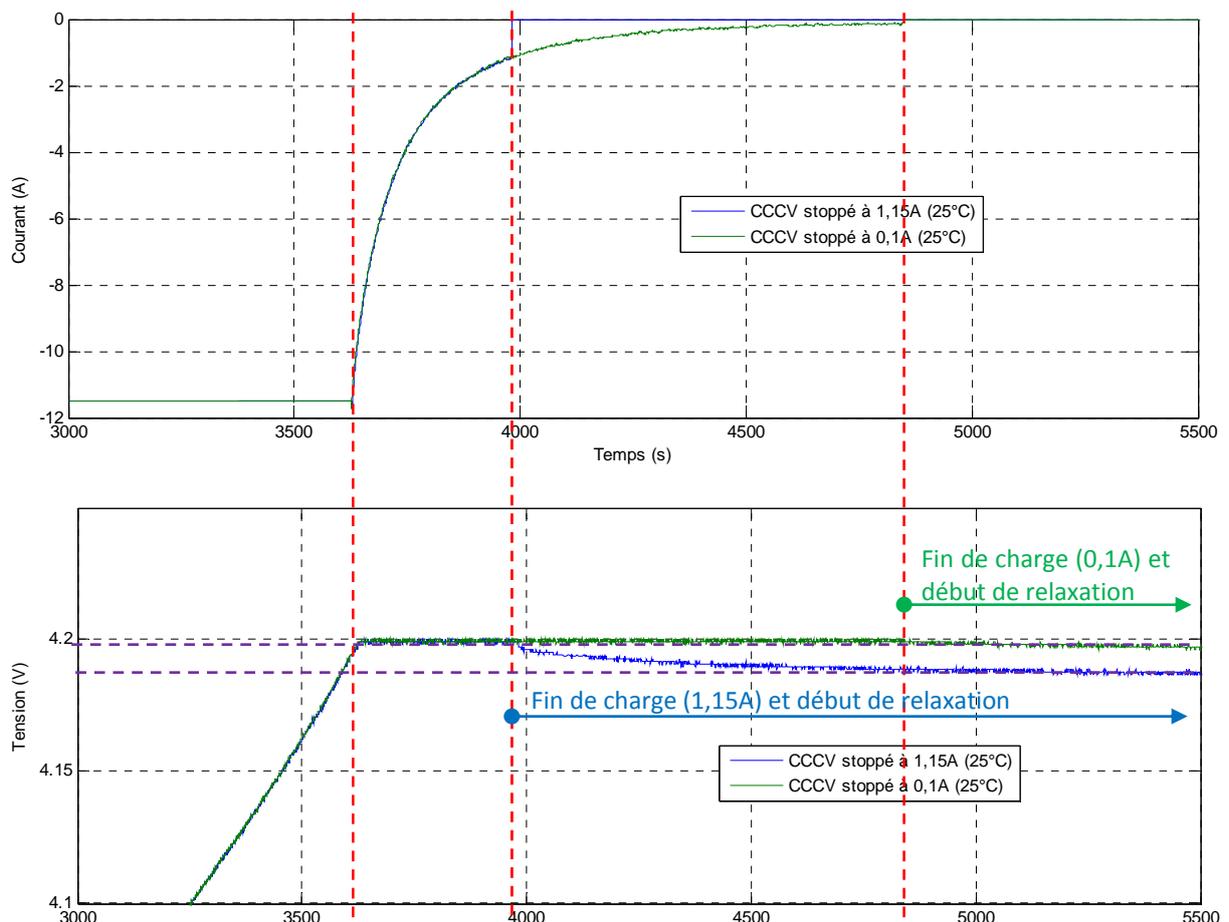
programme (du banc ARBIN) permet d'attendre que la température ciblée soit atteinte pour continuer le test.

5.2. Présentation des essais effectués

Lors des tests, les phases de charges sont de type CCCV, c'est-à-dire constituées d'une première partie à courant constant (CC = Constant Current), puis quand la tension de fin de charge est atteinte, une seconde partie à tension constante (CV = Constant Voltage) où la tension de fin de charge est maintenue et où le courant va décroître jusqu'à un certain seuil où la charge sera stoppée.

Par la suite, dans la présentation des essais et de leurs mesures, le courant sera représenté positivement lors de décharges et négativement lors de charges.

Dans l'exemple suivant, la charge CCCV (qui commence à l'instant 0, mais dont seulement la partie finale est représentée en Figure 15) a une première phase CC qui se termine au bout d'une heure (vers 3600 secondes, lorsque la tension atteint 4,2V qui est le seuil de fin de charge). La tension de 4,2V est ensuite maintenue, le courant décroît jusqu'à arrêt de la charge à 1,15A dans un cas et 0,1A dans un second cas (la charge dure alors plus longtemps) :



Selon la condition d'arrêt sur le niveau de courant (1,15A donné par le constructeur ou 0,1A testé pour comparaison), la charge chargée au sein de la cellule n'est pas la même. La différence de charge

est ainsi de l'ordre de 200mA.h pour une cellule de 11,5A.h. Au niveau de la tension, on peut remarquer le phénomène de relaxation qui survient au repos après utilisation de la cellule, où la tension chute afin de tendre vers la valeur OCV, ce qui empêche l'accès à la valeur OCV de la cellule lors de l'utilisation de la cellule, mais également dans les débuts d'inactivité (courant nul).

Dans le cas d'une charge CCCV stoppée à 1,15A, cette valeur OCV diffère de l'ordre de 10mV par rapport à une charge stoppée à 0,1A. Cette tension OCV permet de donner une indication sur le niveau de charge de la cellule, et on remarque donc 10mV de différence pour 200mA.h de différence à 25°C.

Test de détermination de la capacité et de l'énergie stockable

Comme son nom l'indique, cet essai vise à déterminer la capacité et l'énergie récupérable dans la cellule en fonction du niveau de décharge (1C, 10C et courant maximum), à température ambiante :

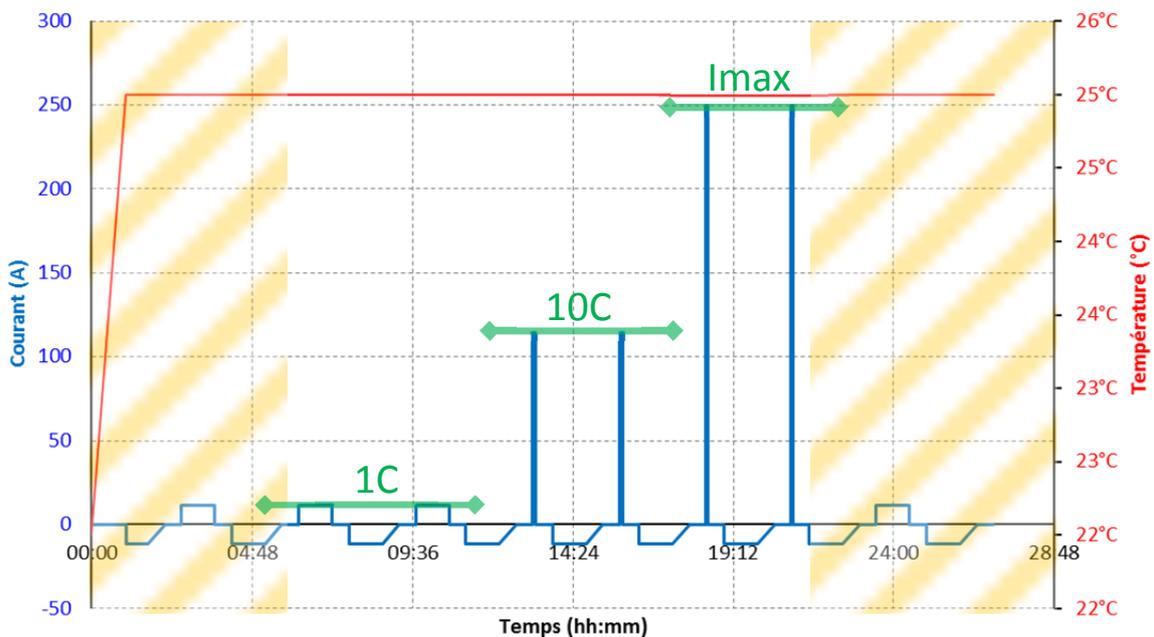


Figure 16 – Représentation du courant et de la température de consigne au cours du test

Le graphique précédent (Figure 16) reprend donc les étapes du test et plus particulièrement l'enchaînement des deux décharges complètes à 1C, 10C puis I_{max}. Entre chaque décharge, une recharge est effectuée (charge CCCV représentée en courant négatif). En zone hachuré, il s'agit de cycles standards qui sont communs à tous les tests et qui permette de récupérer la capacité initiale et finale de la cellule.

Ce test permet ainsi de déterminer :

- La capacité (A.h) récupérable selon le courant de décharge
- L'énergie (W.h) récupérable selon le courant de décharge
- La puissance (W) moyenne
- Le rendement énergétique/faradique
- Le tracé de l'énergie (W.h) déchargée en fonction du SoC

Une fois effectué (ici sur une cellule de 11,5A.h) on peut ainsi obtenir les mesures de courant, de température (et de tension également mais non affichée ici) suivantes :

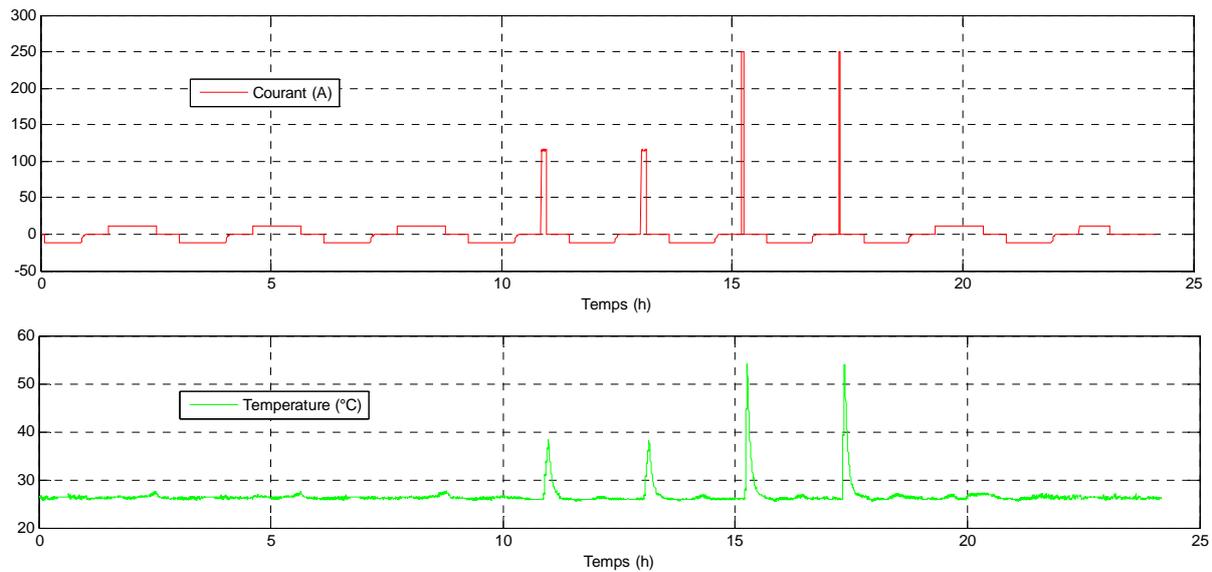


Figure 17 – Résultats expérimentaux (courant et température) d'un tel test sur une cellule A1

Pour cette cellule de 11,5A.h (dont les mesures sont en Figure 17), les grandeurs sont donc de 11,5A pour 1C, 115A pour 10C et de 250A comme valeur de courant maximum, qui est un seuil maximum imposé par le fournisseur de cellule. La mesure de température permet d'apprécier directement l'échauffement de la cellule selon le niveau de courant utilisé, par contre pour ce qui est de la capacité et de l'énergie, cela passe par l'intégration du courant (capacité) ou par l'intégration du produit du courant avec la tension (énergie) pour charge étape de charge ou de décharge.

Dans notre cas de figure la cellule donnée à 11,5A.h par le fournisseur, a été déterminée à 11,9A.h pour 1C, 11,6A.h pour 10C et 11,45A.h pour I_{max} . La capacité chargée par rapport à celle déchargée nous donne un rendement faradique de 100%, par contre pour le rendement énergétique, la différence entre énergie chargée par rapport à celle en décharge donne un rapport allant de 97% (pour 1C) à 87% (pour I_{max}).

Ce précédent test est également décliné pour différentes températures (-15°C, 0°C et 40°C), car la capacité et l'énergie stockées pouvant être récupérées varient également selon la température (et pas seulement selon le niveau de courant utilisé).

Test pour la détermination de la résistance interne

Ce test vise à se rapprocher des conditions d'utilisation d'un véhicule hybride en appliquant de fortes contraintes de courant en charge et en décharge, pendant des temps courts. Des impulsions de décharge (I_{max} pendant 18s) et de charge (75% de I_{max} pendant 10s) sont appliquées pour différents SoC (tous les 10% de 30% à 80%) sous différentes températures (25°C, 40°C, 0°C, -15°C et -25°C) :

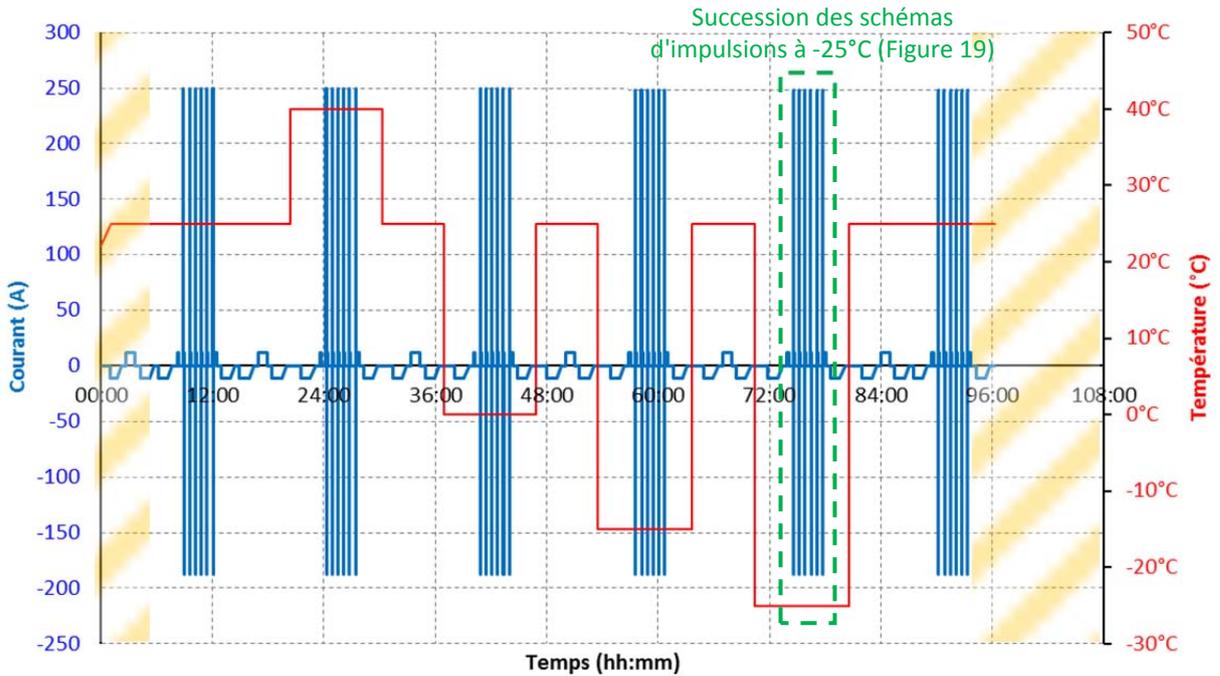


Figure 18 – Déroulement du test pour la détermination de la résistance interne à différents SoC et différentes températures

Sur ce tracé (en Figure 18) on retrouve la consigne de courant et de température. Des valeurs importantes de courant (250A en décharge et 187,5A en charge) sont utilisées de manière brève (18 et 10 secondes) à différents niveaux de SoC. Cette démarche étant répétée pour chaque température de test, avec entre chaque répétition un cycle standard de détermination de capacité (décharge complète 1C) à température ambiante (25°C).

Le schéma d'impulsion est composé de l'impulsion de 18 secondes de décharge, 40 secondes de repos, 10s de charge, 40 secondes de repos et une décharge 1C pour avoir un SoC diminué de 10%. Ce schéma est répété de 80% de SOC à 30% de la manière suivante (pour une température donnée) :

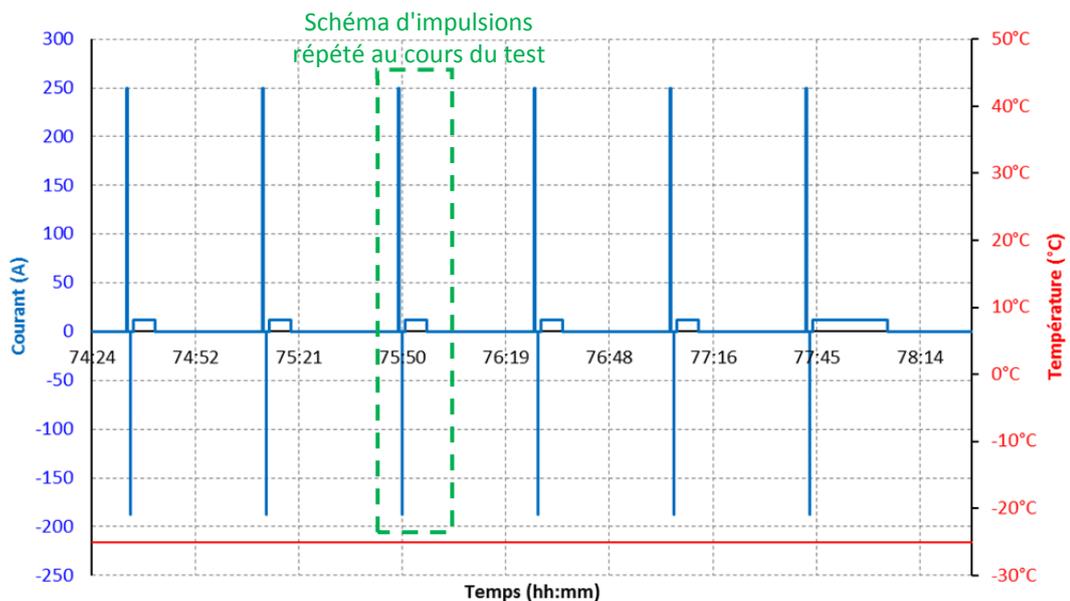


Figure 19 – Aperçu de la succession des schémas d'impulsions pour une température de -25°C

Ce test permet ainsi de déterminer :

- Les puissances de décharge et de charge pour les temps de 100ms, 2s et 10s (et 18s en décharge) en fonction du SoC et de la température.
- Les résistances de décharge et de charge pour les temps de 100ms, 2s, 10s (et 18s en décharge) et 40s (résistance globale) en fonction du SoC et de la température.
- Les tensions en circuit ouvert (OCV) en fonction du SoC et de la température.
- Les déviations entre le premier et le dernier test d'impulsion à température ambiante (25°C).

Ainsi sur notre test d'une cellule de 11,5A.h, la tension OCV est mesurée avant chaque début de schéma d'impulsions, car précédé par un temps de repos de 30 minutes, laissant ainsi à la cellule le temps pour sa relaxation (en réalité le phénomène de relaxation est beaucoup plus long, mais 30 minutes est jugé suffisant pour déterminer la valeur OCV sans pour autant trop rallonger la durée de test).

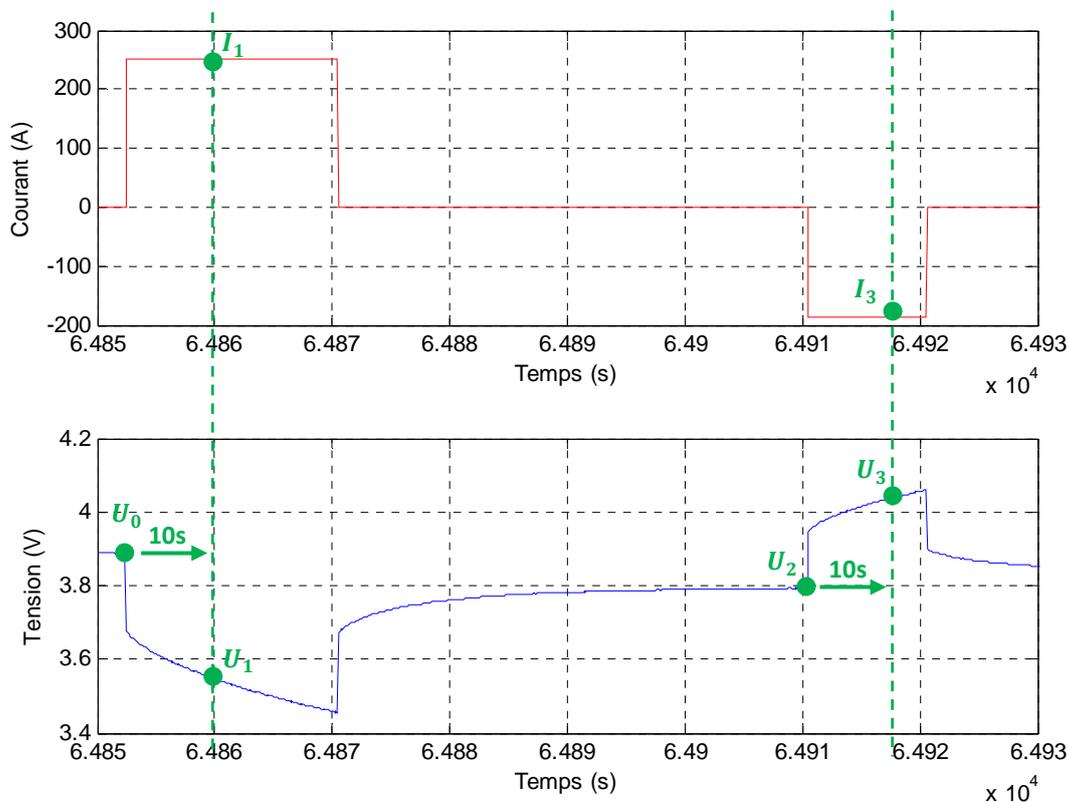


Figure 20 – Réponse en tension à un créneau de courant, pour calcul de la puissance et de la résistance interne pour un laps de temps donné

Pour ce qui est des résistances et puissances à différents instants d'une impulsion de charge ou de décharge, le calcul s'effectue simplement avec la différence de tension entre cellule avant impulsion (U_0 pour une décharge d'après la Figure 20) et celle au moment du calcul (par exemple U_1), par rapport au courant à l'instant de calcul (I_1).

Par exemple pour les résistances et puissances à 10 secondes (points verts sur la Figure 20 en charge et décharge) :

$$\begin{aligned}
 P_{dch10s} &= U_1 * I_1 \\
 P_{cha10s} &= U_3 * I_3 \\
 R_{dch10s} &= \frac{U_0 - U_1}{I_1}
 \end{aligned}$$

$$R_{cha10s} = \frac{U_0 - U_3}{I_3}$$

Les valeurs permettent alors d'avoir une idée du comportement dynamique de la cellule pour différents niveaux de charge et différentes températures.

Test pour la détermination de la puissance de démarrage

Ce test applique une succession de 3 décharges impulsionnelles de 5 secondes. Ce sont des impulsions de tension, qui prennent pour valeur la tension minimum donnée par le fournisseur de cellule, pour la température de test. Ce test est effectué pour un niveau de SoC très défavorable, de 20%. Les températures alors utilisées sont -25°C, 0°C, 25°C et 40°C :

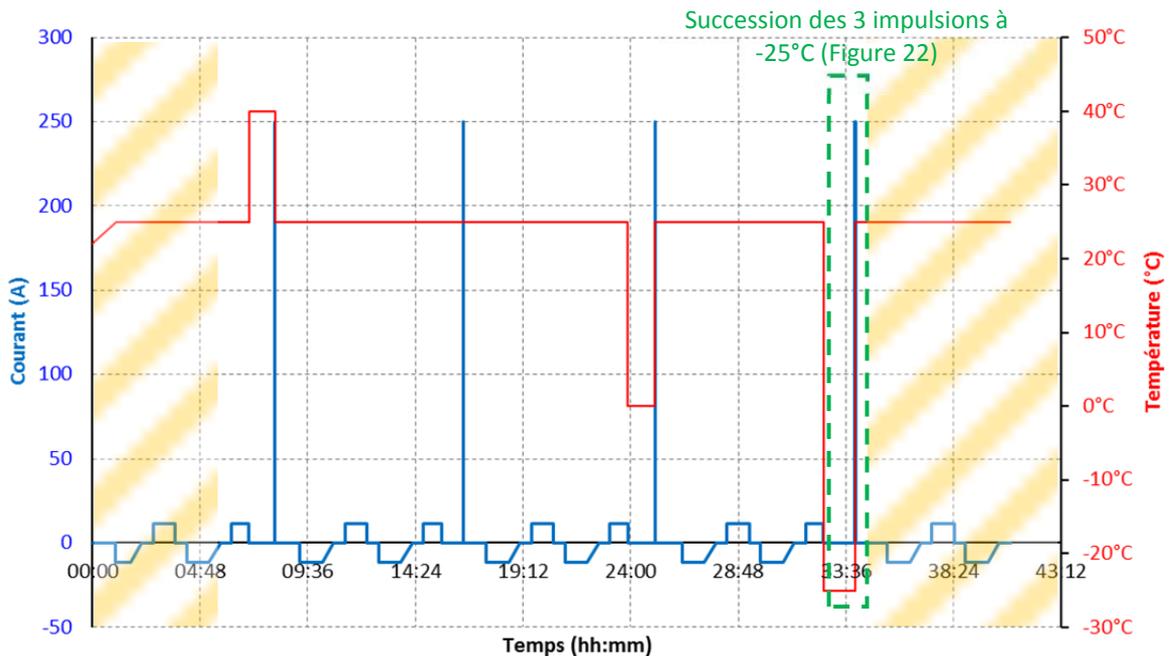


Figure 21 – Déroulement du test avec consigne de température et de courant

La décharge à 1C de 80% de SoC pour se placer à 20% de SoC, est effectuée à température ambiante juste avant de stabiliser à température de test. Ce test découle directement d'une application automobile où le constructeur de batterie doit évaluer l'habileté qu'aura son produit à démarrer une voiture (les impulsions de courant correspondant aux puissances de démarrage) en hiver lorsque la batterie est faiblement chargée.

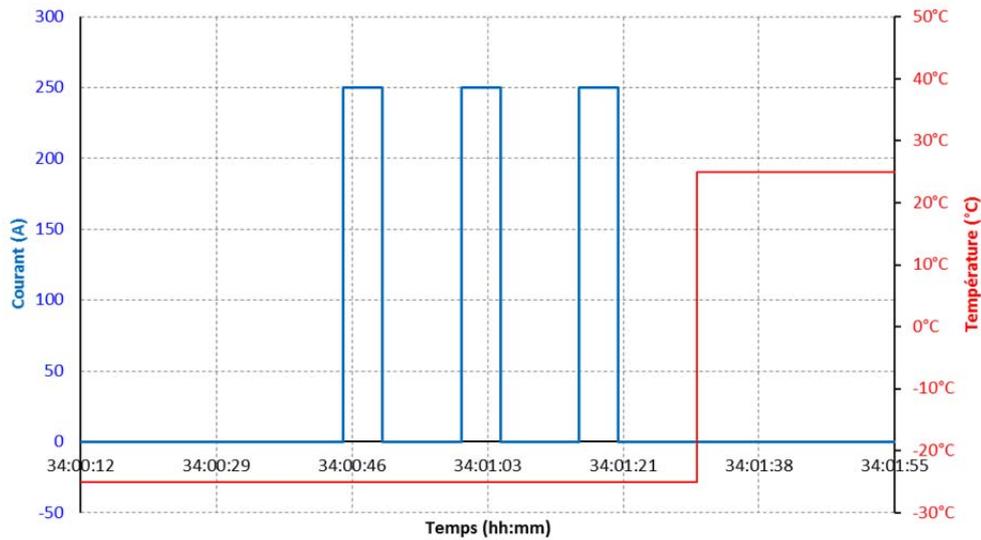


Figure 22 – Les 3 impulsions de courant (limitées) en réponse aux impulsions de tension du test (ici 2V pour -25°C)

Ce test permet de déterminer les résistances et puissances (pour 100ms, 2s et 5s) des trois décharges impulsionnelles, à un SoC de 20%, de la même manière que pour le test pour les puissances et les résistances internes (Figure 20).

Test pour la détermination du rendement énergétique

Ce test applique une forte décharge à 20C (pendant 12s) suivie d'une forte charge à 15C (pendant 16s) avec un temps de repos de 40s entre chaque impulsion. Ce motif est appliqué pour les différents niveaux de SoC souhaités (65%, 50% et 35%), et est normalement neutre vis-à-vis du SoC, c'est-à-dire que la même quantité de charge est utilisée en charge et en décharge. L'ensemble est répété pour différentes températures :

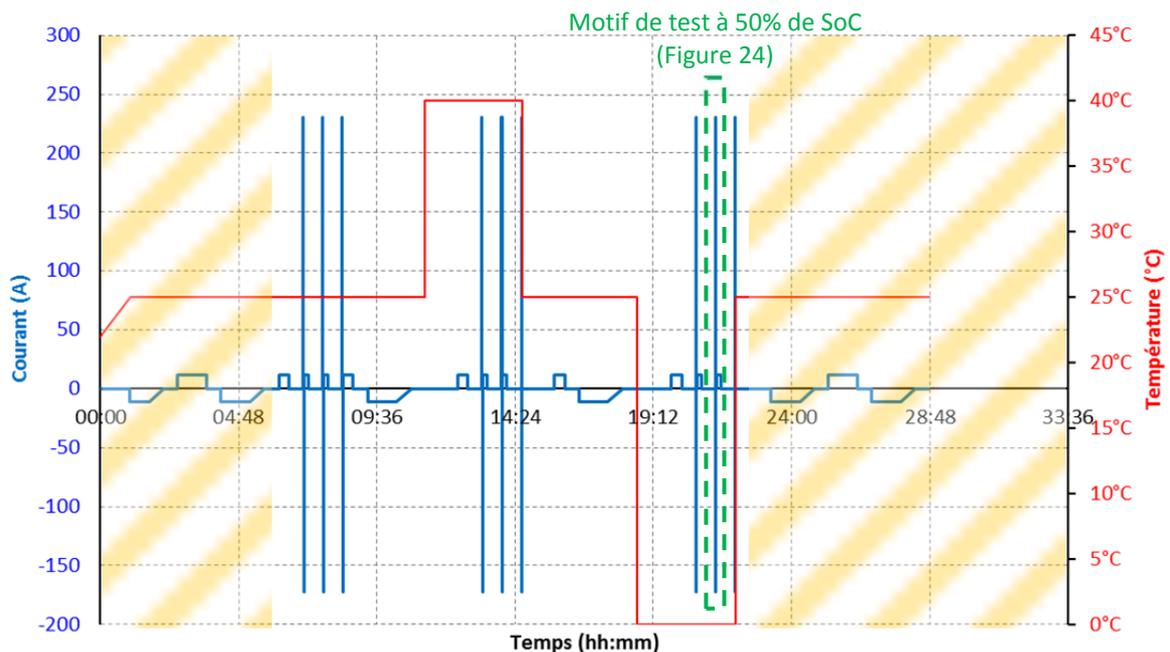


Figure 23 - Déroulement du test avec consigne de température et de courant

Le motif de décharge/charge qui devra permettre la comparaison de l'énergie déchargée par rapport à celle chargée pour une température donnée, se compose de la manière suivante :

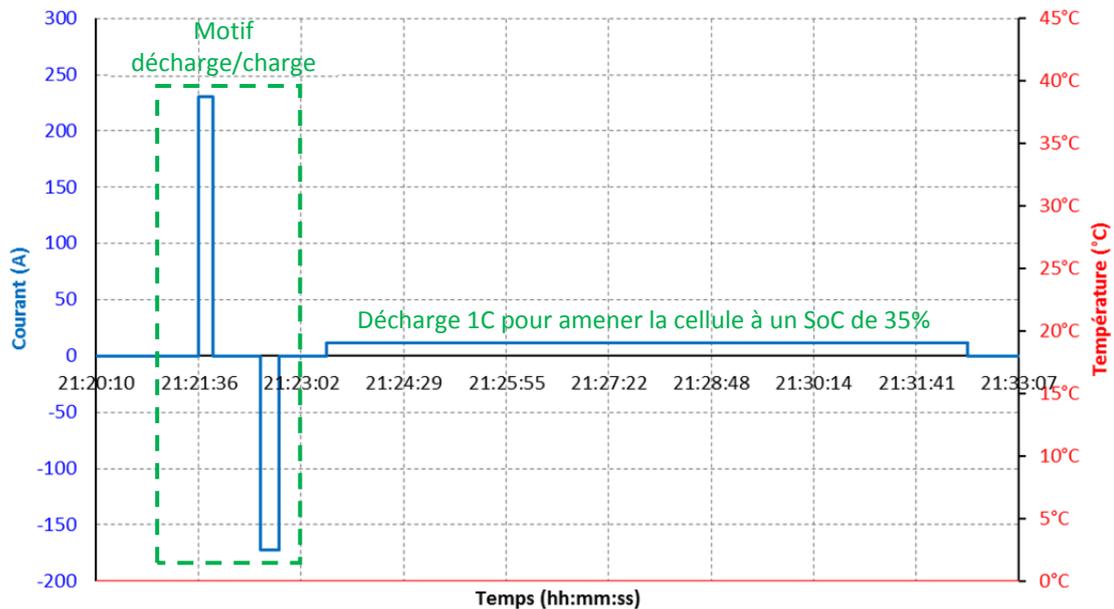


Figure 24 – Motif de test (à 50% de SoC) et modification du niveau de charge (décharge 1C pour application du motif suivant) à 0°C

Ce test permet ainsi d'obtenir l'efficacité énergétique (rapport des W.h déchargés sur ceux chargés) de la batterie pour différents niveaux de SoC aux différentes températures. Dans notre cas (et donc notre cellule de 11,5A.h), ce rendement énergétique est de l'ordre de 75% quel que soit la température.

Test pour l'autodécharge

Le phénomène d'autodécharge, même si il est faible pour une cellule de type Li-ion, a besoin d'être quantifié pour différentes durées d'inutilisation, et sous différentes températures. Pour ce faire, un test place la cellule à 80% de SoC, puis la cellule est laissée déconnectée de tout appareil (appareil de mesure inclus) à une certaine température (0°C, 25°C et 40°C). Les valeurs d'autodécharge sont alors évaluées à 1 jour, 2 jours et 1 semaine, par une décharge complète de la cellule, l'intégration du courant permettant de récupérer la valeur de charge restante.

6. Conclusion

Une première phase de recherche bibliographique a porté sur les batteries et les BMS qui les gèrent, et plus particulièrement sur les méthodes employées pour les modéliser et les équilibrer. Cela a permis d'apporter les connaissances indispensables à la suite de la thèse. Il a fallu ensuite mettre en place les moyens expérimentaux, ainsi qu'établir des protocoles de tests destinés à fournir en données les modèles à développer. Ces tests devaient donc correspondre à des situations en adéquation avec le domaine du "mild hybrid" pour lequel est destiné le BMS.

Cette phase expérimentale étant très longue à cause de la diversité des cellules à tester et des conditions de test (températures, niveaux de courants, ...), il a fallu la commencer le plus tôt possible afin de pouvoir enchaîner avec une phase de vieillissement de cellules qui interviendra plus tard dans la thèse (le vieillissement des cellules étant à prendre en compte par le BMS). Pour la mettre en place, certaines difficultés ont été rencontrées notamment au niveau de la disponibilité du matériel, et l'ajout de fonctions à la plateforme expérimentale (boîtier de sécurité, programme d'asservissement des enceintes, connectique des cellules, ajout d'une carte de température sur le banc, ...).

L'arrivée progressive des résultats expérimentaux, qui sont indispensables à l'alimentation des algorithmes de gestion, permet donc de développer ces derniers en parallèle, et également de mieux appréhender le comportement des cellules testées. Cette nouvelle phase de développement constitue le principal objectif de cette thèse.

Dans un premier temps donc, des modèles électriques simples (E+R ; E+R+RC ; E+R+RC+RC) doivent pouvoir être comparés en terme de précision, et de puissance de calcul. Une implantation sur véhicule ne permettant pas l'élaboration de modèles très élaborés tournant sur des calculateurs très performants, un modèle suffisamment précis pour l'application de destination (HEV) devra être sélectionnée.

Dans un second temps, il conviendra donc d'affiner ce modèle avec une nouvelle série de tests qui devra reproduire des situations d'utilisations plus fines, et ainsi pouvoir révéler certains comportements et phénomènes à modéliser. Des algorithmes de gestion devront être proposés et comparés si besoin, afin de développer un système performant, capable de déterminer le niveau de charge (SoC), l'état de vieillissement (SoH), la disponibilité de la batterie (SoF) et gérer les phases de fonctionnement que ce soit au niveau de la sécurité ou de l'optimisation du fonctionnement.

Plusieurs autres aspects pourront être étudiés, notamment au niveau de l'échauffement de la cellule (il n'est pas question de régulation thermique du pack batterie) et des pertes, ou bien encore des stratégies d'équilibrage pouvant être appliquées au pack final.

7. Bibliographie

- A. Zenati Ph. Desprez, H. Razik and S. Rael** Impedance Measurements combined with the Fuzzy Logic methodology to assess the SOC and SOH of Lithium-ion Cells [Revue] // IEEE. - 2010.
- A.J. Fairweather M.P. Foster, D.A. Stone** Battery parameter identification with Pseudo Random Binary Sequence excitation (PRBS) [Revue] // Journal of Power Sources. - 2011.
- Anahita Banaei Babak Fahimi** Real time condition monitoring in Li-ion batteries via Battery Impulse Response [Revue] // IEEE. - 2010.
- Barsoukov Evgenij and Ryu, Sang Hyo and Lee, Hosull** A novel impedance spectrometer based on carrier function Laplace-transform of the response to arbitrary excitation [Revue] // Journal of Electroanalytical Chemistry. - 2002.
- Barsukov Yevgen** Battery Cell Balancing - What to Balance and How [Revue] // Texas Instruments. - 2005.
- Bernhard Kortschak Can Kurtulus, Markus Dohr, Uwe Wiedemann, Volker Hennige** Detection Method of Battery Cell Degradation [Revue] // IEEE. - 2011.
- Bruno Scrosati Jurgen Garche** Lithium batteries: Status, prospects and future [Revue] // Journal of Power Sources. - 2010.
- D. Andre M. Meiler, K. Steiner, Ch. Wimmer, T. Soczka-Guth, D.U. Sauer** Characterization of high-power lithium-ion batteries by electrochemical impedance spectroscopy [Revue] // Journal of Power Sources. - 2011.
- D. Di Domenico Y. Creff, E. Prada, P. Duchêne, J. Bernard and V. Sauvant-Moynot** A review of approaches for the design of Li-ion BMS estimation functions [Revue] // Les Rencontres Scientifiques d'IFP. - 2011.
- Daniel Le Xidong Tang** Lithium-ion Battery State of Health Estimation Using Ah-V Characterization [Revue] // Annual Conference of the Prognostics and Health Management Society. - 2011.
- F. Khoucha M.E.H. Benbouzid, A. Kheloui** An optimal fuzzy logic power sharing strategy for Parallel HEVs [Revue] // IEEE. - 2010.
- FAUVARQUE Jean-François** Les batteries et piles dans un environnement durable [Revue] // Université de tous les savoirs. - 2000.
- Fengchun Sun Xiaosong Hu, Yuan Zou, Siguang Li** Adaptive unscented Kalman filtering for state of charge estimation of a lithium-ion battery for electric vehicles [Revue] // Energy. - 2011.
- FreedomCAR** FreedomCAR Battery Test Manual For Power-Assist Hybrid Electric Vehicles [Rapport]. - 2003.
- Ha Donggil Cho Il, Sung Kitaek** On-line SOH Recognition for Large Capacity Lithium-ion Batteries on Electric Vehicle [Revue] // EVS26 International Battery, Hybrid and Fuel Cell Electric Vehicle Symposium. - 2012.
- Hanlei Zhang Mo-Yuen Chow** Comprehensive Dynamic Battery Modeling for PHEV Applications [Revue] // IEEE. - 2010.
- He Hongwen and Xiong, Rui and Guo, Hongqiang** Online estimation of model parameters and state-of-charge of {LiFePO₄} batteries in electric vehicles [Revue] // Applied Energy. - 2012.

Hong-Sun Park Chol-Ho Kim, Ki-Bum Park, Gun-Woo Moon, Joong-Hui Lee Design of a Charge Equalizer Based on Battery Modularization [Revue] // IEEE. - 2009.

Hongwen He Rui Xiong, Jinxin Fan Evaluation of Lithium-Ion Battery Equivalent Circuit Models for State of Charge Estimation by an Experimental Approach [Revue] // energies. - 2011.

Jan Philipp Schmidt Thorsten Chrobak, Moses Ender, Jorg Illig, Dino Klotz, Ellen Ivers-Tiffée Studies on LiFePO₄ as cathode material using impedance spectroscopy [Revue] // Journal of Power Sources. - 2011.

Jingliang Zhang Jay Lee A review on prognostics and health monitoring of Li-ion battery [Revue] // Journal of Power Sources. - 2011.

Jonghoon Kim Jongwon Shin, Changyoon Jeon, Bohyung Cho High Accuracy State-of-Charge Estimation of Li-Ion Battery Pack based on Screening Process [Revue] // IEEE. - 2011.

Jonghoon Kim SeongjunLee, B.H.Cho Discrimination of Li-ion batteries based on Hamming network using discharging-charging voltage pattern recognition for improved state-of-charge estimation [Revue] // Journal of Power Sources. - 2010.

Juang Larry W. Online Battery Monitoring for State-of-Charge and Power Capability Prediction // Online Battery Monitoring for State-of-Charge and Power Capability Prediction. - 2010.

Jurgen Remmlinger Michael Buchholz, Markus Meiler, Peter Bernreuter, Klaus Dietmayer State-of-health monitoring of lithium-ion batteries in electric vehicles by on-board internal resistance estimation [Revue] // Journal of Power Sources. - 2011.

Kamath Abusaleh M. Imtiaz, Faisal H. Khan, Haresh A low-cost time shared cell balancing technique for future lithium-ion battery storage system featuring regenerative energy distribution [Revue] // IEEE. - 2011.

Lee Seongjun and Kim, Jonghoon and Lee, Jaemoon and Cho State-of-charge and capacity estimation of lithium-ion battery using a new open-circuit voltage versus state-of-charge [Journal] // Journal of Power Sources. - 2008.

Mantia Fabio La Characterization of Electrodes for Lithium-Ion Batteries through Electrochemical Impedance Spectroscopy and Mass Spectrometry // Characterization of Electrodes for Lithium-Ion Batteries through Electrochemical Impedance Spectroscopy and Mass Spectrometry. - 2008.

Markus Einhorn Valerio Conte, Christian Kral, Jurgen Fleig Comparison of Electrical Battery Models using a Numerically Optimized Parameterization Method [Revue] // IEEE. - 2011.

Maxime MONTARU Serge PELISSIER Frequency and Temporal Identification of a Li-ion Polymer Battery Model Using Fractional Impedance [Revue] // Les Rencontres Scientifiques de l'IFP. - 2008.

Mohamed Daowd Noshin Omar, Peter Van Den Bossche, Joeri Van Mierlo Passive and Active Battery Balancing comparison based on MATLAB Simulation [Revue] // IEEE. - 2011.

Montaru Maxime Contribution à l'évaluation du vieillissement des batteries de puissance utilisées dans les véhicules hybrides selon leurs usages // Contribution à l'évaluation du vieillissement des batteries de puissance utilisées dans les véhicules hybrides selon leurs usages. - 2009.

Nouillant Cedric Ouaksel Karim, Garnit Sadok, Guillemard Franck Procédé d'estimation des états de charge et de santé d'une batterie d'un véhicule, estimateur et véhicule comportant un tel estimateur [Brevet]. - 2010.

Rousseau Gregory Vehicule Hybride et Commande Optimale // Vehicule Hybride et Commande Optimale. - 2008.

Sudarshan Rao Nelatury Pritpal Singh Equivalent circuit parameters of nickel/metal hydride batteries from sparse impedance measurements [Journal] // Journal of Power Sources. - 2004.

T. Weigert Q. Tian, K. Lian State-of-charge prediction of batteries and battery-supercapacitor hybrids using artificial neural networks [Revue] // Journal of Power Sources. - 2011.

URBAIN Matthieu Modélisation électrique et énergétique des accumulateurs Lithium-Ion. Estimation en ligne du SoC et su SoH // Modélisation électrique et énergétique des accumulateurs Lithium-Ion. Estimation en ligne du SoC et su SoH. - 2009.

Wai Chung Lee David Drury, Phil Mellor Comparison of Passive Cell Balancing and Active Cell Balancing for Automotive Batteries [Revue] // IEEE. - 2011.

WELSH James D. A Comparison of Active and Passive Cell Balancing Techniques for Series-Parallel Battery Packs // A Comparison of Active and Passive Cell Balancing Techniques for Series-Parallel Battery Packs. - 2009.

White Ralph E. Analysis of capacity fade in a lithium ion battery [Revue] // Journal of Power Sources. - 2005.

X. Li M. Xiao, K. Malinowski, S.-Y. Choe State-of-charge estimation based on reduced order of electrochemical model for a pouch type high power Li-polymer battery [Revue] // IEEE. - 2011.

Xiaogang WU Jiachen BING, Lin YE, Xudong WANG Neural Network Setting PID Control Of HEV Electronic Throttle [Revue] // IEEE. - 2010.

Xu Long Wang Junping, Chen Quanshi Kalman filtering state of charge estimation for battery management system based on a stochastic fuzzy neural network battery model [Revue] // Energy Conversion and Management. - 2012.

Yi-Hsien Chiang Wu-Yang Sean, Jia-Cheng Ke Online estimation of internal resistance and open-circuit voltage of lithium-ion batteries in electric vehicles [Revue] // Journal of Power Sources. - #apr# 2011. - ISSN: 0378-7753 DOI: 10.1016/j.jpowsour.2011.01.005.

ZENATI Ali A Methodology to Assess the State Of Health of Lithium-ion Batteries Based on the Battery's Parameters and a Fuzzy Logic System [Revue]. - 2012.



ÉCOLE CENTRALE DE LYON

Ecole Doctorale Electronique, Electrotechnique, Automatique

Rapport de première année de thèse

Spécialité : *Nanotechnologie*

Présenté par : Samia *MENAD*

Assemblage permanent de nano et microparticules par la techniques de non contact « la diélectrophorèse » et couplage chimique

Encadrée par

Directeur de thèse : François BURET

Encadrants : Naoufel HADDOUR

Marie ROBIN-FRENEA

Table des matières

1. Introduction	4
1.1 Avant propos	4
1.2 Context général	4
1.3 Objectis de la thèse	6
2. Etat de l'art.....	7
2.1 Les colloïdes	7
2.2 Caractéristiques des colloïdes	7
2.2.1 Taille des colloïdes	7
2.2.2 Les phénomènes inter- faciaux.....	8
2.2.3 Affinité avec le milieu de dispersion et stabilité des systèmes colloïdaux.....	8
2.3 Les forces qui dominant les suspensions colloïdales	9
2.3.1 Mouvement brownien.....	9
2.3.2 Sédimentation	9
2.3.3 Stabilité des solutions colloïdales	10
2.4 Manipulation des suspensions colloïdales par les techniques de non contact :.....	10
2.4.1 La dielectrophorèse	11
2.4.2 Principe théorique de la dielectrophorese	12
2.5 Assemblage chimique de nano et microparticules	13
3. Démarche scientifique	15
3.1 Plateforme expérimentale	15
3.1.1 Génération d'un champ électrique non uniforme	16
3.2 Préparation des solutions colloïdales	16
3.3 Couplage chimique.....	16
3.3.1 Couplage chimique par addition d'un agent de couplage	16
3.3.2 Couplage chimique par photochimie	17
3.3.3 Couplage par oxydation électrochimique	17
3.4 Outils de caractérisation	18
4. Travaux effectués	19
4.1 Mise en place d'un dispositif d'assemblage micro-fluidique.....	19
4.2 Design et fabrication d'électrodes	20
4.3 Méthode de contrôle et de caractérisation	21
4.4 Assemblage par diélectrophorèse	22
4.5 Couplage chimique	24
5. Conclusion	25
6. Annexes	28

Table des figures

Figure 1 : Quelques exemples de solutions colloïdales, et leur gamme de taille caractéristique.....	8
Figure 2 : Equilibre des forces exercées sur une particule en sédimentation.....	9
Figure 3 : Diélectrophorèse positive ou négative induite par un champ électrique non uniforme.....	13
Figure 4 : Plateforme expérimentale.....	15
Figure 5 : Couplage chimique par addition d'un agent de couplage.....	16
Figure 6 : Couplage chimique par photochimie.....	17
Figure 7 : Couplage chimique par oxydation électrochimique.....	17
Figure 8 : Diagramme de la démarche scientifique suivie pour les travaux de thèse.....	18
Figure 9 : Schéma du dispositif d'assemblage	19
Figure 10 : Les constituants de la cellule micro-fluidique.....	19
Figure 11 : Schéma des différentes géométries d'électrodes.....	20
Figure 12 : Assemblage de microparticules en polystyrènes (10 μ m) par electro-osmose.....	22
Figure 13 : Assemblage de microparticules en polystyrènes (10 μ m) par diélectrophorèse positive.....	23
Figure 14 : Assemblage de microparticules en polystyrènes (10 μ m) par diélectrophorèse négative.....	23
Figure 15 : Structures des assemblages de microparticules en polystyrènes (10 μ m).....	24
Figure 16 : Etapes d'activation et d'assemblage chimique par addition de « Jeffamine ».....	25
Figure 17 : La formation d'assemblages permanents de micro-particules de polystyrenes.....	25

1. Introduction

1.1 Avant-propos

Ce présent rapport est le résumé de six mois de travaux de thèse qui ont commencé le 01 Novembre 2011 au sein du laboratoire Ampère sous la direction de François BURET et l'encadrement de Naoufel HADDOUR et Marie ROBIN-FRENEA à l'Ecole centrale de Lyon.

La thématique de cette thèse est l'Assemblage permanent de nano et micro particules par les techniques sans contact et couplage chimique. Cette dernière est financée par le Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche, et est rattachée à l'école doctorale EEA « Electronique, Electrotechnique, Automatique ».

1.2 Contexte général

Le nanomètre est devenu l'échelle favorite de nombreux domaines scientifiques tels que la nanoélectronique, les biocapteurs, la nano-fluidique, ainsi que d'autres disciplines de la nanotechnologie. La miniaturisation dans ces domaines n'est pas uniquement motivée par la réduction de la taille des matériaux utilisés mais par les propriétés qu'ils acquièrent à cette échelle. En effet, la réduction de la taille des matériaux a pour conséquence l'augmentation du rapport surface/volume et le renforcement des interactions entre les matériaux, offrant des propriétés (électriques, magnétiques, optiques et chimiques) que les matériaux massifs ne possèdent pas. Ce sont des propriétés qui ne laissent pas le monde scientifique indifférent à la miniaturisation.

De nos jours plusieurs techniques ont été développées pour réduire la taille des matériaux, ces techniques sont pour la plupart des techniques de lithographie permettant de fabriquer des nanostructures à partir de matériaux massifs, ces dernières sont dites « approches descendantes ». Ces méthodes peuvent présenter une grande résolution mais restent tout de même des techniques lourdes et coûteuses.

Par conséquent des techniques alternatives dites ascendantes « Bottom-up » ont été développées. Elles sont basées sur l'organisation de briques de base pour former des structures définies [1]. Ces nouvelles approches ont engendré un grand intérêt pour le domaine colloïdal, dans la mesure où les colloïdes peuvent être aisément manipulés, assemblés et structurés d'une manière organisée.

Depuis le développement de ces techniques ascendantes, une attention croissante s'est portée vers la fabrication de nano-matériaux fonctionnels avec des propriétés spécifiques et des structures définies par assemblage de nanoparticules. Cette approche a trouvé application dans différents domaines. En effet, beaucoup de travaux sur l'assemblage de nanoparticules métalliques et semi-conductrices sont décrits dans la littérature comme l'assemblage de couche de nanoparticules d'indium pour la fabrication de résistances [2]. Des nano-assemblages avec différentes structures ont également été utilisés pour l'élaboration de diodes électroluminescentes [3].

Des nanostructures fabriquées à partir d'assemblage de nanoparticules sont aussi utilisées dans le domaine photovoltaïque pour la fabrication de cellules photovoltaïques productrices de photocourant [4]. Des assemblages de quantum dots de CdSe dans des films de TiO_2 ont aussi été utilisés pour la réalisation de cellules solaires photo-électrochimiques [5]. Des capteurs très efficaces et sensibles à base d'assemblage de nanoparticules conductrices et semi-conductrices ont également été rapportés dans la littérature [6,7].

Le rapprochement entre les approches ascendantes de structuration de la matière et le domaine colloïdal a donné naissance à une nouvelle approche de nano-fabrication [1] qui représente d'une part une méthode pour laquelle la résolution est imposée par la taille des colloïdes, et d'autre part un moyen de positionner à des endroits précis des objets nanométriques. Ceci dans le but d'exploiter les propriétés intrinsèques des assemblages ou de former des structures définies à des fins variées.

1.3 Objectifs de la thèse

L'objectif de mes travaux de thèse est de développer une nouvelle approche de nano-fabrication basée sur l'emploi des forces diélectrophorétiques pour assembler des particules et sur l'utilisation de liaisons chimiques pour rendre l'assemblage permanent. La manipulation des particules par diélectrophorèse se base sur l'application d'un champ électrique non uniforme entre deux électrodes planes. Les lignes du champ généré permettent d'orienter, d'organiser et d'assembler les colloïdes en structures définies. Un inconvénient majeur de cette technique est que l'annulation du champ électrique entraîne la dispersion des colloïdes dans le volume de la solution. Pour cela notre nouvelle approche consiste à utiliser des liaisons covalentes pour maintenir la cohésion des structures formées dans le milieu liquide et les rendre permanentes après la coupure du champ.

En plus de cet objectif, nous envisageons la mise en place d'une technique de récupération de ces assemblages afin de les utiliser dans d'autres applications ainsi que la réalisation d'un dispositif micro-fluidique qui nous permettra de faire des assemblages permanents en 3D.

La première partie de ce rapport est une introduction au domaine colloïdal et à l'état de l'art des techniques d'assemblage de nano et micro particules en suspension. La deuxième partie comportera un descriptif de notre démarche scientifique à suivre afin de mener à bien nos travaux. En fin, la troisième partie résumera les travaux effectués jusqu'à présent ainsi que les premiers résultats.

2. Etat de l'art

2.1 Les Colloïdes

Ce sont des systèmes constitués de deux phases : une phase dispersée et une phase de dispersion. Dans le domaine de la recherche, les dispersions colloïdales les plus courantes sont :

- Les suspensions colloïdales (particules solides dispersées dans une phase liquide)
- Les émulsions colloïdales (Particules liquides dispersées dans un autre milieu liquide non miscible).

Dans le domaine de la micro et nanoélectronique, on s'intéresse uniquement aux suspensions colloïdales. Pour cette raison, les prochaines parties de ce rapport traiteront uniquement de ce type de dispersion colloïdale (phase dispersée solide).

La forme des particules dans les phases dispersées solides peut être très variée (fils, sphères, tubes, cubes, bâtonnés...etc). Comme exemples plus concrets, il existe : des particules sphériques d'or et de silice, des nanofils de silicium, des nanotubes de carbones et macromolécules telles que : polystyrène, protéines, ADN ainsi que des entités biologiques Virus, bactéries, cellules...etc).

2.2 Caractéristiques des colloïdes

2.2.1 Taille des colloïdes

Les composants d'une phase dispersée sont dits colloïdes lorsque leur taille est suffisamment petite pour que l'effet de la gravité soit négligeable. On parle de colloïdes lorsque la taille de ces derniers est comprise entre 1nm et 1 μ m. Cependant, cet intervalle de taille varie selon la masse volumique du matériau et peut aller jusqu'à plusieurs micromètres pour certains matériaux.

Les solutions colloïdales peuvent être mono ou poly-dispersées. Dans le cadre des études sur les assemblages des colloïdes, il est préférable d'utiliser des solutions mono-dispersées. Cela signifie la présence de particules de taille et de forme identiques dans la solution colloïdale.

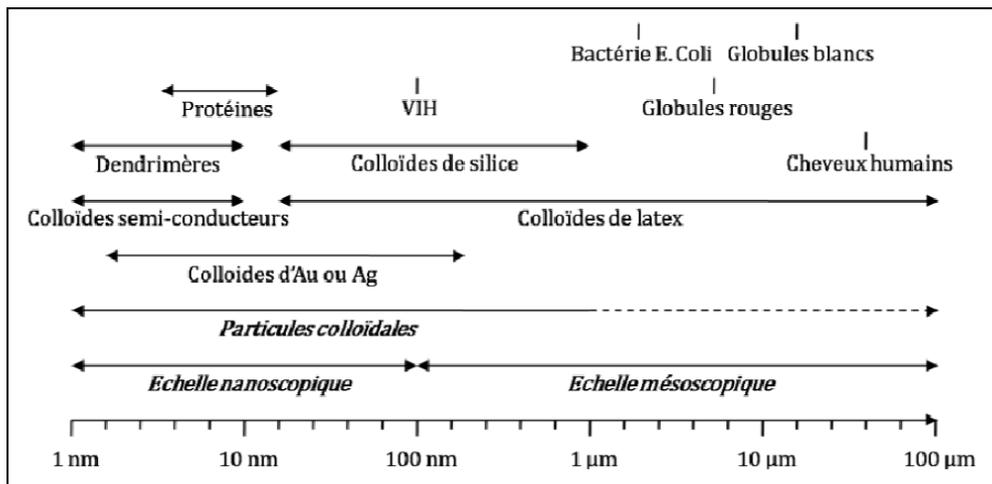


Figure 1 : Quelques exemples de solutions colloïdales, et leurs gammes de tailles caractéristiques[8]

2.2.2 Les phénomènes inter- faciaux

Les colloïdes ont une surface spécifique (rapport surface/volume) élevé par rapport aux macroparticules. Cela peut être expliqué par le fait qu'une grande partie des atomes qui constituent une particule colloïdale se trouve à l'interface avec le milieu de dispersion (Pour un même volume, plus la particule est petite, plus est grande la quantité d'atomes exposés en surface). En effet, l'interface joue un rôle important dans la détermination des propriétés des colloïdes. C'est en effet à ce niveau que certains phénomènes physiques comme l'adsorption ou l'effet de la double couche électrique se manifestent.

Remarque : plus, les constituants de la phase dispersée sont petits, plus les interactions [particules/particules] et [particules/milieu] dominent le comportement du système colloïdal.

2.2.3 Affinité avec le milieu de dispersion et stabilité des systèmes colloïdaux

Dans le domaine des colloïdes, on parle de deux caractères (Lyophile ou lyophobe):

- **Système lyophile** : ce sont des systèmes stables constitués de macromolécules solvatées par le milieu de dispersion. Autrement dit, dans le cas de ces systèmes les particules absorbent une couche diffuse de solvant.
- **Système lyophobe** : ce sont des systèmes instables qui présentent une faible affinité avec le milieu de dispersion. Ces derniers peuvent être rendus lyophiles en leur rajoutant des surfactants qui s'adsorbent à la surface des particules dispersées et augmentent leur affinité au milieu de dispersion.

2.3 Les forces qui dominent les suspensions colloïdales

2.3.1 Mouvement brownien

En raison de leurs petites tailles et de l'effet de l'agitation thermique, les particules colloïdales en suspension subissent des collisions avec les molécules constituant le milieu de dispersion. Ces chocs provoquent un mouvement perpétuel et aléatoire (en zig zag) des particules dit mouvement Brownien. Il est décrit par un déplacement au hasard qui conduit progressivement à un éloignement par rapport à la position initiale. La vitesse moyenne de ce déplacement (eq. 1) dépend de la température du milieu T, et de la masse volumique.

$$V_B = \left[\frac{3K_B T}{m} \right]^{1/2} = \frac{3}{2} \left[\frac{K_B T}{\pi \rho R^3} \right]^{1/2} \dots\dots\dots(\text{eq.1})$$

Avec : m masse de la particule, T : température du milieu, R : rayon de la particule, ρ : masse volumique de la particule, K_B: constante de Boltzmann

2.3.2 Sedimentation

La sédimentation est un phénomène causé par la force de gravité [figure 2]. Dans les dispersions colloïdales, la force de gravité est faible par rapport à la force brownienne. C'est la dominance de cette dernière force qui empêche les colloïdes de sédimenter. Cependant, il existe une taille critique à partir de laquelle la force de gravité prédomine et la sédimentation peut avoir lieu (eq.3). Cette taille critique pouvant être déterminée (eq.4) en comparant la vitesse de sédimentation d'une particule de rayon R et la vitesse moyenne de cette même particule induite par le mouvement brownien.

$$V_B = \left[\frac{3K_B T}{m} \right]^{1/2} = \frac{3}{2} \left[\frac{K_B T}{\pi \rho R^3} \right]^{1/2} \dots\dots\dots(\text{eq.1})$$

La vitesse de sédimentation est déterminée selon l'équilibre des forces exercées sur une particule en sédimentation [Figure2]

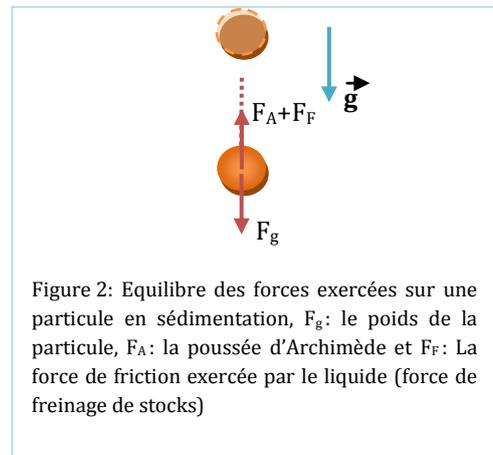
$$V_{\text{sed}} = \frac{2}{9} \frac{\Delta \rho g R^2}{\mu} \dots\dots\dots(\text{eq.3})$$

La condition de sédimentation : $V_B = V_{\text{Sed}}$

$$R_c = \left[45.5 \frac{K_B T \mu^2}{\pi \rho \Delta \rho^2 g^2} \right]^{1/7} \dots\dots\dots(\text{eq.4})$$

Les particules ayant un rayon $R > R_c$ sédimenteront.

Avec Δρ différence de la masse volumique de la particule et du milieu, μ viscosité dynamique du solvant



2.3.3 Stabilité des solutions colloïdales

Un système colloïdal stable se définit par des particules résistantes aux phénomènes d'agrégation tels que la floculation (réversible) ainsi que la coagulation (irréversible). Cette résistance est régie par un équilibre entre des interactions inter-particules répulsives (double couche électrique) et des interactions attractives (Van der Waals).

Si toutes les particules ont une répulsion mutuelle alors la dispersion restera stable. En revanche, s'il existe peu ou pas de forces répulsives entre les particules alors un mécanisme instable d'agrégation peut se mettre en place.

	Type de force	Origine physique	Formule
Interactions inter-particules	Forces de Van der Waals (Attractive)	Interaction dipôle-dipôle	$F_{vdw} = -\frac{AR}{12d^2}$
	Forces électrostatiques de double couche électrique (répulsive)	Surfaces chargées	$F_e = 2\pi R \epsilon \epsilon_0 K \Psi^2 S e^{-kd}$
Forces agissant sur une particule	Mouvement Brownien	Collisions régies par l'agitation thermique des molécules	$F_B = \frac{k_B T}{dx}$
	Poussée d'Archimède	Phénomène hydrostatique	$F_A = \frac{4}{3} \pi R^3 \Delta \rho g$
	Force de gravité	Attraction terrestre	$F_g = \frac{4}{3} \pi R^3 \rho_p g$
	Force hydrodynamique	Friction visqueuse d'un fluide	$F_d = 6\pi \mu R v_p$

Tableau 1 : résumant les forces qui dominent les colloïdes en suspension [9]

2.4 Manipulation et assemblage des suspensions colloïdales.

Plusieurs techniques ont été mises au point afin d'assembler des colloïdes dans trois buts différents : Mise en place de réseaux organisés de colloïdes 2D ou 3D [10] dédiés à la fabrication de microsystemes dans le domaine de la micro-électronique, fabrication de structures colloïdales de géométrie définie, guidage précis du positionnement d'objets colloïdaux dans le but d'étudier leurs propriétés intrinsèques, etc. [11].

Deux classes de techniques peuvent ainsi être distinguées : les techniques de manipulation des colloïdes avec contact et les techniques de manipulation sans contact.

- **Techniques de manipulation avec contact** : ce sont des techniques qui permettent de manipuler différents types de matériaux, de tailles et de formes très variées. Parmi ces dernières on retrouve les préhenseurs capillaires, les préhenseurs à gel, les micro-

pincettes ou les préhenseurs à adhésion [12]. Ces techniques avec contact apportent un grand intérêt dans le domaine de l'assemblage des colloïdes, par contre leurs principes sont perturbés par le phénomène d'adhésion entre l'outil de manipulation et les colloïdes. Cet inconvénient engendre l'incapacité de récupérer les assemblages et de contrôler leurs positionnements [13]

- **Techniques de manipulation sans contact** : c'est des techniques qui présentent l'avantage de ne pas nécessiter de contact direct entre l'outil de manipulation et l'objet manipulé. Ce qui permet d'écartier le problème d'adhésion surtout lors de la manipulation des nano-objets. En effet, à cette échelle, les forces d'adhésion peuvent être très importantes. Par contre, c'est des techniques qui engendrent des forces de manipulations très faibles comparées aux forces obtenues par des techniques avec contact. Parmi les techniques sans contact les plus utilisées et les plus citées dans la littérature, on retrouve les pincettes optiques [14], les pincettes magnétiques [15], les pièges acoustiques [16] et la manipulation par Diélectrophorèse.

Les techniques sans contact citées précédemment ne peuvent pas toutes répondre aux attentes de notre approche. Certaines présentent des inconvénients, comme la manipulation par pincette optique qui ne permet pas de faire des assemblages de plusieurs particules, les pincettes magnétiques se restreindront à la manipulation de particules magnétiques. D'autre part la manipulation par ondes acoustique nécessitera des surfaces d'assemblages spécifiques.

Afin d'éviter tous ces inconvénients nous avons choisi de travailler avec la technique de diélectrophorèse qui est une technique peu exigeante, elle nous permettra d'utiliser différents types de matériaux, de maîtriser la taille et la structure des assemblages finaux, d'assembler sur des substrats de natures variées mais aussi de travailler avec des forces diélectrophorétiques qui sont largement suffisantes pour la manipulation de différentes tailles de particules.

2.4.1 La diélectrophorèse

Depuis la preuve de faisabilité du principe diélectrophorétique sur des objets de faible taille à la fin des années 70 par Pohl [17] et son application au contrôle du mouvement d'un ou plusieurs colloïdes, c'est devenu un outil de plus en plus utilisé dans les applications micro-fluidique pour déplacer, trier, assembler et étudier les propriétés des particules immobilisées (piégées) telles que les cellules biologiques [18].

D'autres applications dans le domaine de la microélectronique ont été identifiées et mises en place, comme la fabrication d'un dispositif électronique à nanostructure unique par piégeage de

nanoparticules d'or entre des électrodes par diélectrophorèse [19,20], ou le positionnement de nano-bâtonnets semi-conducteurs entre des électrodes interdigitées [21].

2.4.2 Principe théorique de la diélectrophorèse

La diélectrophorèse consiste à appliquer un champ électrique non-uniforme autour d'un objet diélectrique. La présence du champ électrique polarise l'objet et crée un moment dipolaire avec une répartition de charges opposées aux deux extrémités de l'objet. Des forces de Coulomb s'exerçant sur les charges induites opposées, ne se compensent pas, en raison de la non uniformité du champ, ce qui induit le déplacement de la particule. Cette dernière se déplacera selon $\nabla|E|^2$ [Figure 3]. Ce déplacement se fait grâce à la force, dite force diélectrophorétique [13] dont l'expression est donnée par l'équation (eq 5) ci-dessous.

Cette force agit sur les particules en fonction de leur volume (v , rayon R), du gradient du champ électrique appliqué ($\nabla|E|^2$) et de la différence de polarisabilité de la particule et de son milieu.

$$\langle F_{DEP} \rangle = \pi \epsilon_m R^3 \text{Re}[CM] \nabla |E|^2 \dots \text{eq5}$$

Avec : E champ électrique, R le rayon de la particule, ϵ_m permittivité du milieu, $\text{Re}(CM)$ partie réelle du facteur de Clausius-Mossotti.

Cette différence de polarisabilité est en fonction de la fréquence du champ électrique appliqué et de la nature des particules et le milieu de suspension. Elle est quantifiée par la partie réelle du Facteur de Clausius-Mossotti $\text{Re}(CM)$ présenté dans l'équation suivante (eq 6) :

$$\text{Re}(CM) = \text{Re} \left[\frac{\epsilon_p^* - \epsilon_m^*}{\epsilon_p^* + 2\epsilon_m^*} \right] \dots \text{eq6}$$

Où ϵ_p^* permittivité complexe de la particule,

L'orientation de la force diélectrophorétique est indépendante du signe du champ électrique appliqué, par contre le sens de déplacement d'une particule soumise à la force diélectrophorétique dépend du signe de la partie réelle du facteur de Clausius Mossotti, ainsi lorsque :

- $\text{Re}(CM) > 0$: cela signifie que la particule est plus polarisable que le milieu et la force diélectrophorétique dirige la particule dans le sens du gradient vers les zones de champ électrique maximum. Ce phénomène est appelé diélectrophorèse positive (DEPp).

- $\text{Re}(CM) < 0$: la particule est moins polarisable que le milieu, et la particule est repoussée à l'opposé du gradient, vers les zones de champ minimum. Ce phénomène est appelé diélectrophorèse négative (DEPN).

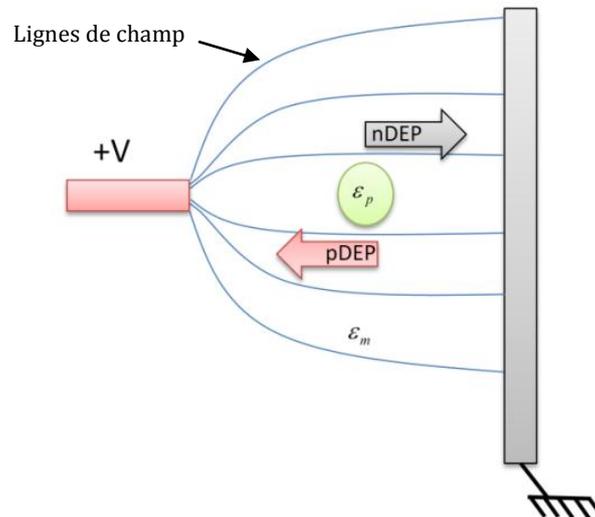


Figure 3 : Diélectrophorèse positive ou négative induite par un champ électrique non uniforme.

La diélectrophorèse occupe une grande place dans le domaine de la nano et micro-fabrication. Toutefois, elle reste tout de même une technique qui présente des inconvénients. L'inconvénient majeur de cette technique est qu'elle soit dépendante à l'application d'un champ électrique. L'absence de ce dernier engendre la redispersion des assemblages colloïdaux. Afin de remédier à ce problème un couplage chimique est additionné.

2.5 Assemblage chimique de nano et microparticules :

Le couplage par voie chimique est l'une des méthodes utilisées pour produire des structures bien définies. Les liaisons entre les particules et les molécules peuvent être de nature covalente ou peptidique dans certain cas.

L'assemblage par voie chimique est une approche qui n'a pas été beaucoup exploitée dans le domaine des colloïdes, Dan Feldheim[22] est l'un des premier chercheurs à mettre au point une méthode qui conduit à la formation de dimères, trimères et tétramères avec une distance bien définie entre les unités assemblées.

Le principe de sa méthode est basé sur l'utilisation de molécule de phenylacetylene (agent de couplage) pour assembler des nanoparticules d'or ou d'argent via un lien covalent utilisant des

fonction thiol, capable de réagir facilement avec ces types de colloïdes. Cette méthode permet de former des assemblages bien déterminés suivant l'architecture dessinée par les liens.

Ce principe peut être efficace dans le cas des nano particules ou quantum dots, car la structure finale de l'assemblage dépendra exclusivement de la structure de l'agent de couplage utilisé. Pour cette raison notre approche aujourd'hui est d'associer ce principe de couplage chimique à une technique physique d'assemblage (la diélectrophorèse) .

L'amalgame de ces deux dernières permettra d'une part d'assembler un large éventail de tailles de colloïdes (du micro au nanomètre) et d'autre part de lever la dépendance de la structure finale à la structure de l'agent de couplage et de nous permettre d'aller au-delà des assemblage 1D vers des assemblages en 2D ainsi qu'en 3D

3. Démarche scientifique

3.1 Plateforme expérimentale

La plateforme expérimentale d'assemblage est illustrée dans la [Figure4]. Cette dernière est constituée d'un dispositif d'assemblage qui est placé sur la platine mobile d'un microscope optique. Une caméra est couplée au microscope afin d'acquérir des images ou des vidéos du processus d'assemblage en vue de dessus.

Le dispositif est relié par deux câbles électriques à un générateur de signaux arbitraires et un oscilloscope pour visualiser les signaux de sortie respectivement.

Le générateur est relié à un ordinateur via une carte GPIB (General Purpose Interface Bus), afin de nous permettre de le commander et de le gérer grâce à une interface graphique programmée sous Labview en lui communiquant la séquence de signaux désirée (décrits par leur amplitude, fréquence, forme, etc.).

Le dispositif d'assemblage a été fabriqué au sein du laboratoire avec les moyens à disposition. Ce dernier est décrit dans la partie travaux effectués.

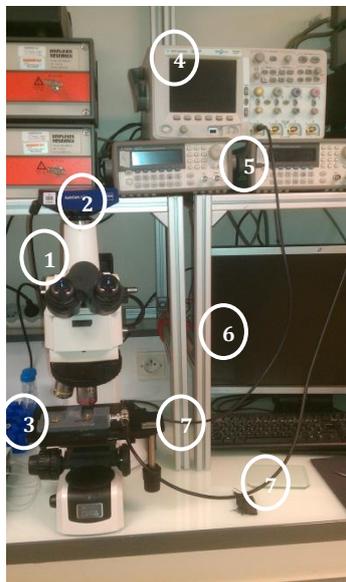


Figure4 : Plateforme expérimentale, 1 Microscope photonique, 2 Camera, 3 Dispositif d'assemblage, 4 Oscilloscope, 5 Générateur de tension, 6 Ordinateur de contrôle, 7 Câbles reliant le dispositif aux générateur et l'oscilloscope.

3.1.1 Génération d'un champ électrique non uniforme

La diélectrophorèse est une technique nécessitant un champ électrique non uniforme. Pour générer ce dernier, nous employons des microélectrodes de géométrie adaptée alimentées par un GBF (Standard waveform generator 33250A) permettant la génération de tensions sinusoïdales, dans une gamme de fréquences comprises entre 1Hz et 80MHz.

Les générateurs sont reliés à un oscilloscope Agilent (DSO6034A) qui nous permet de contrôler les signaux de sortie,

3.2 Préparation des solutions colloïdales:

Différentes solutions colloïdales vont être utilisées au cours de ces travaux de thèse, notre objectif étant d'assembler d'une manière permanente différents types de matériaux : conducteurs, semi-conducteurs et non conducteurs. Pour cette raison nous allons utiliser des particules d'or (Au), Oxyde de zinc (ZnO) et Polystyrène respectivement.

La forme des particules varie (sphérique ou bâtonnets) ainsi que leur taille qui est comprise entre 10 μ m et quelques nanomètres [Annexe A].

Ces différentes particules sont chimiquement modifiées, elles ont subi des fonctionnalisations de surfaces par greffage de groupements chimiques tels que des groupements carboxyliques (COOH), Amine (NH₂), ou autres. Les groupements greffés dépendront de la nature du couplage désiré (le détail est donné dans la partie qui suit (le couplage chimique)).

3.3 Couplage chimique

Dans les travaux de notre étude, différents types de couplages chimiques sont envisagés :

3.3.1 Couplage chimique par addition d'agent de couplage.

Consiste à relier les particules entre-elles en créant des liaisons covalentes entre les groupements chimiques activés des particules et les extrémités réactives d'une molécule de couplage. Cette méthode chimique de couplage peut également être employée pour greffer les assemblages de particules sur la surface d'un support fonctionnalisée avec des groupements activés.

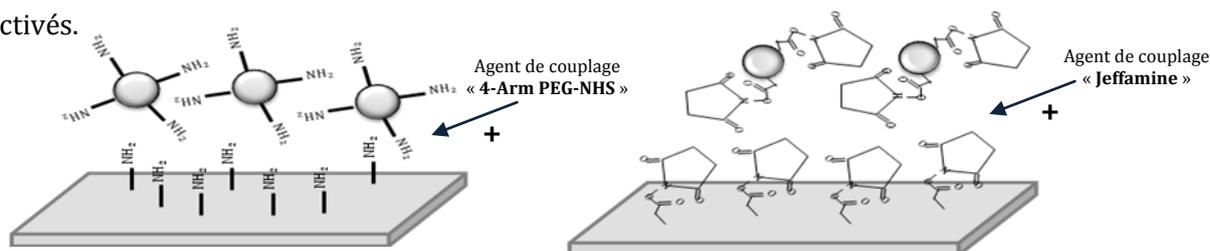


Figure 5: Couplage chimique par addition d'un agent de couplage

3.3.2 Couplage chimique par addition d'agents Photosensibles.

Consiste à irradier à 350nm des assemblages des particules fonctionnalisées avec des groupements photosensibles benzophénone. Ces derniers forment par la suite un radical capable de se lier de manière covalente à une surface fonctionnalisée par des groupements amines [23]

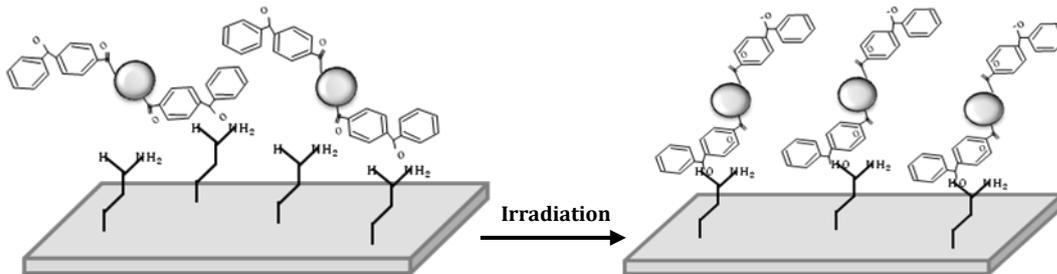


Figure 6: Couplage chimique par photochimie

3.3.3 Couplage par oxydation électrochimique

Cette méthode de couplage est basée sur l'oxydation électrochimique d'entités de pyrrole sur une surface conductrice. L'oxydation de ces derniers engendre l'apparition de radicaux cationiques capables de se lier entre eux par des liaisons covalentes. Les liaisons entre les radicaux formés par les monomères permettent de créer une longue chaîne de polymères, qui précipite et s'attache de manière stable au support conducteur. L'assemblage permanent de particules par cette méthode nécessite donc la fonctionnalisation des surfaces de particules avec des entités pyrrole.

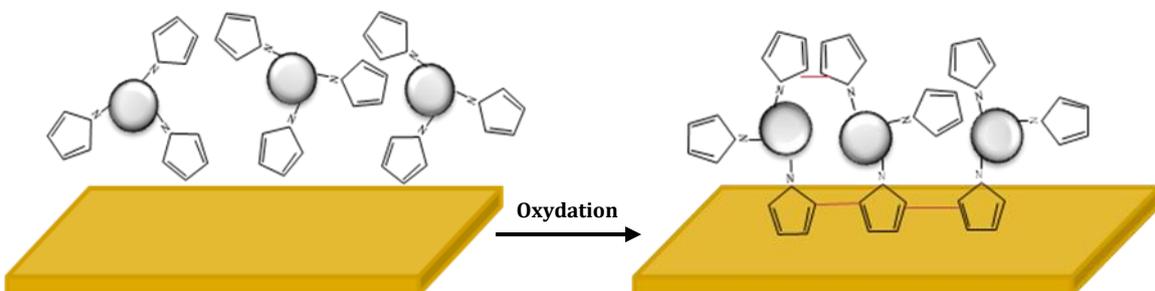


Figure 7: Couplage chimique par oxydation électrochimique du pyrrole

3.4 Outils de caractérisation

Afin de valoriser nos travaux d'assemblages permanents, des outils de caractérisation vont être utilisés pour contrôler chacune des étapes des travaux et enfin valider le résultat final. Différentes techniques sont prévues à cet effet, parmi lesquelles, le microscope optique, FTIR, HPLC, spectroscopie, Granulométrie, microscope électronique à balayage et microscope à force atomique.

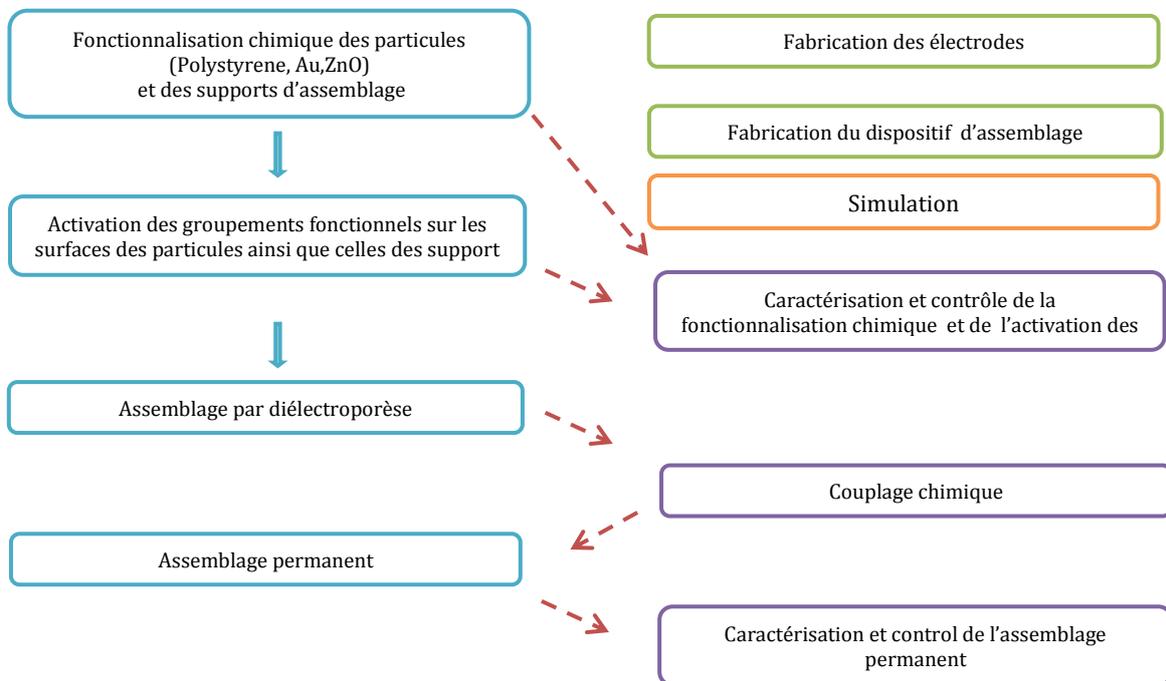
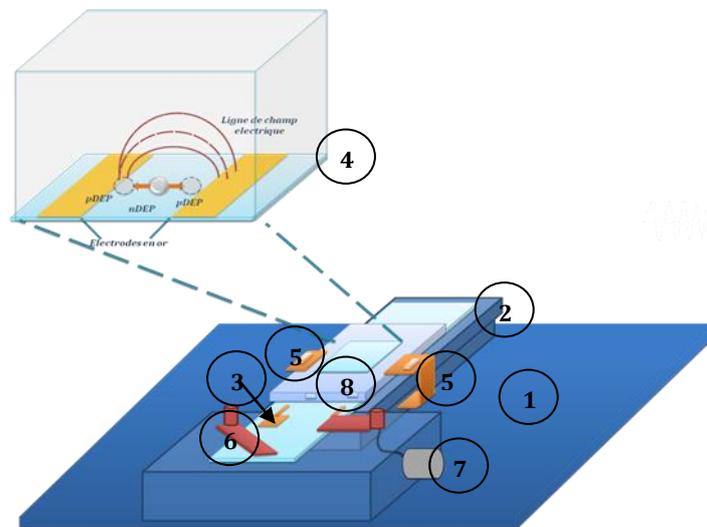


Figure 8: Diagramme de la démarche scientifique suivie pour les travaux de thèse

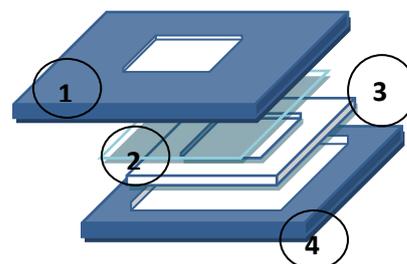
4. Travaux effectués

4.1 Mise en place d'un dispositif d'assemblage micro-fluidique

Nous avons mis en place un dispositif d'assemblage [Figure8] que nous avons fabriqué au sein de notre laboratoire. Ce dernier est constitué d'une partie support qui le maintien fixe sur le microscope et d'une autre partie, « le microsysteme » qui constitue la partie centrale de ce dispositif.



Le microsysteme se présente sous forme d'une chambre micro-fluidique collée à la surface d'une lame de verre contenant les microélectrodes (voir partie fabrication d'électrodes). La chambre microfluidique est fabriquée avec du PDMS, les dimensions de cette dernière sont contrôlables, Cela est très important pour ajuster l'aire



d'assemblage ainsi que le volume de suspension désiré. D'autre part c'est un facteur garantissant la reproductibilité de nos expériences.

4.2 Design et fabrication d'électrodes

La manipulation des microparticules par la force de diélectrophorèse nécessite des électrodes micrométriques. Elles seront branchées à une source de tension via des connexions afin de créer un champ non uniforme dans l'espace inter-électrodes.

Cependant la forme finale des assemblages dépend de la géométrie des électrodes. Pour cette raison, nous avons créé et fabriqué des électrodes en or avec des formes et des dimensions différentes.

Le design des électrodes a été réalisé sur le logiciel graphique Clewin, et la fabrication des électrodes s'est faite en salle blanche par la technique de photolithographie.

Le principe de cette dernière consiste à former un masque de résine sur une lame de verre suite à une étape de spin-coating, d'exposition aux UV puis de développement. Cette étape est suivie par un dépôt d'une couche d'accroche en chrome de 50nm et enfin une couche d'or de 200nm est déposée. A la fin de ces étapes un lift-off est réalisé pour éliminer les métaux déposés au niveau des espaces inter-électrodes.

La force diélectrophorétique dépend du gradient de champ électrique. Afin d'obtenir de forts gradients de champ nous avons fabriqué des électrodes avec des espaces inter électrodes réduits, de l'ordre de $50\mu\text{m}$ pour les assemblages actuels de microparticules de 10 et $2\mu\text{m}$.

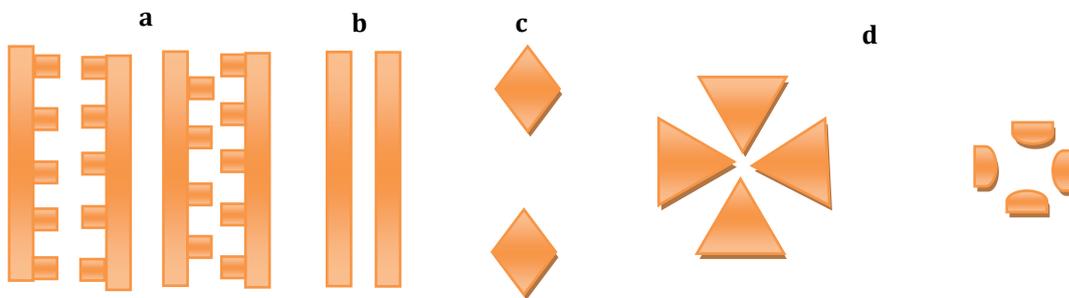
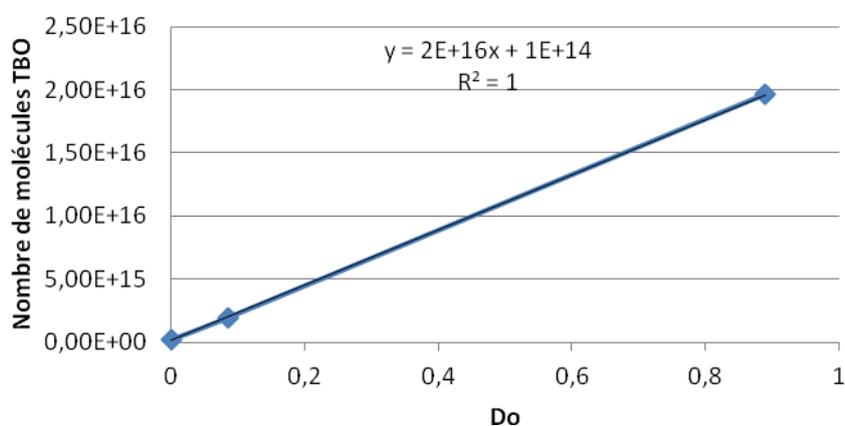


Figure 11: Schéma des différentes géométries d'électrodes, a) électrodes quinconces, b) parallèles, c) électrodes à pointe, d) électrodes quadripolaires.

4.3 Méthodes de contrôle et de caractérisation

Afin de contrôler et quantifier les groupements carboxyliques sur les surfaces fonctionnalisées, nous employons la méthode « d'adsorption du colorant Toluidine Blue O (TBO) » [24].

Cette technique consiste en l'incubation des surfaces fonctionnalisées avec des groupements carboxyliques dans un milieu alcalin contenant la « TBO ». Dans ces conditions de pH, la surface des particules est chargée négativement alors que la molécule TBO est chargée positivement. Ainsi, l'exposition des particules à la TBO engendre l'adsorption de cette dernière sur la surface des particules. Après cette incubation une étape de lavage pour éliminer l'excès du colorant est effectuée suivie d'une désorption des TBO adsorbés par l'ajout du tensioactif SDS. La quantification des molécules de TBO désorbées à l'aide de spectrométrie à UV permet par la suite de remonter à la densité surfacique de groupements COOH à la surface des particules [Annexe B].



Courbe étalon pour la quantification des groupements carboxyliques

Une seule molécule de TBO peut être liée à un groupement carboxylique, ce qui implique que le nombre de molécules de TBO désorbées correspond au nombre de groupements carboxyliques présents. Afin de les quantifier une courbe étalon a été tracée $f(D_o) = \text{Nombre de molécules de TBO}$. Il suffit ensuite d'extrapoler la valeur de la densité optique d'un échantillon à quantifier pour retrouver le nombre de groupements carboxyliques présents.

Un contrôle du pourcentage d'activation des groupements carboxyliques a été effectué à l'aide de cette technique, les résultats ont démontré que 50% des groupements carboxyliques sont activés en esters.

4.4 Assemblage par diélectrophorèse

L'assemblage des colloïdes par diélectrophorèse nécessite l'optimisation de plusieurs paramètres électriques (fréquence et intensité du champ électrique, conductivité du milieu) ainsi que la géométrie des électrodes. La première partie de nos travaux a consisté à optimiser ces paramètres afin d'obtenir les meilleurs assemblages dans des conditions reproductibles :

➤ Conductivité du milieu de dispersion

Pour toutes les expériences effectuées, les colloïdes étaient dispersés dans de l'eau déionisée qui présente une conductivité presque nulle.

➤ Intensité du champ électrique

Nous avons testé quatre valeurs de tensions ($V_{pp}=1,2,3,4$), afin de déterminer ce paramètre, des simulations sur COMSOL sont en cours.

➤ Fréquence du champ électrique appliqué:

La polarisation des particules étant dépendante de la fréquence du champ électrique, afin de déterminer la fréquence optimale pour réaliser l'assemblage en diélectrophorèse positive ou négative, nous avons balayé un intervalle de fréquences [1KHz-50MHz], les résultats des expériences ont démontré

- Fréquences basses (1KHz -70KHz)

Les particules étaient attirées vers les électrodes, ces dernières s'organisaient en lignes au centre des électrodes, cela signifie que dans un milieu de faible conductivité et en travaillant à des basses fréquences, un phénomène hydrodynamique est observé, les particules sont poussées vers les centres des électrodes par un mouvement en vortex du fluide, ce mouvement étant dû à l'interaction entre le champ électrique est la double couche électrique sur la surface des électrodes. Ces résultats observés sont en concordance avec les données de la littérature et ce phénomène est appelé électro-osmose [25].

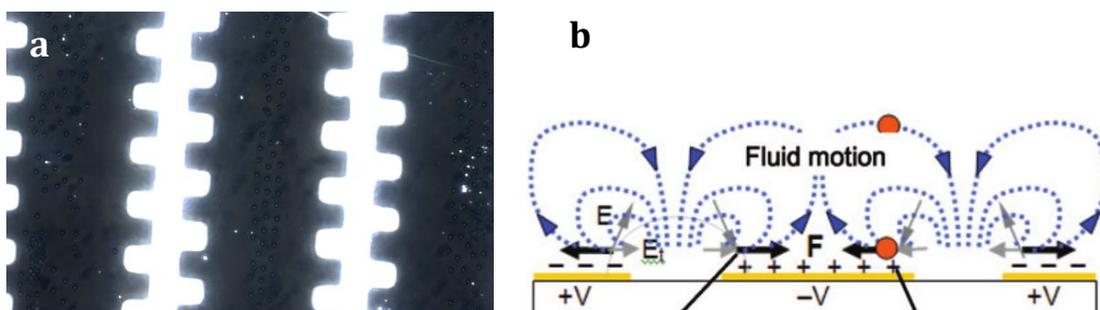


Figure 12: Assemblage de microparticules en polystyrène ($10\mu\text{m}$) fonctionnalisées au centre des électrodes par un phénomène hydrodynamique 'électroosmose' dans des conditions (conductivité du milieu =0, fréquence 1KHz, $V_{pp} =4\text{V}$), a) Image de microscope photonique de l'assemblage) explication schématique du phénomène hydrodynamique [25].

- Fréquences [80KHz-500KHz]

Dans les mêmes conditions expérimentales que la précédente expérience, l'assemblage dans cet intervalle de fréquences est réalisé vers les bords des électrodes, ce qui indique que l'effet electro-osmotique est levé et que les particules s'orientent vers les zones où le champ électrique est plus important (fort). Ce déplacement est dû à la dielectrophorèse positive.

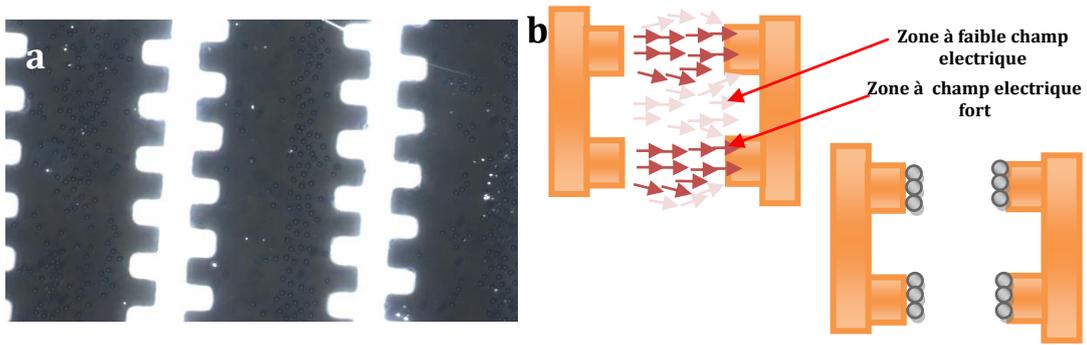


Figure 13: Assemblage de microparticules en polystyrènes (10µm) fonctionnalisées aux bords des électrodes par dielectrophorèse positive dans des conditions (conductivité du milieu =0, fréquence 100 KHz, $V_{pp} = 4$), a) Image de microscope photonique de l'assemblage, b) explication schématique du phénomène de dielectrophorèse positive

- Fréquences > 500KHz

A des hautes fréquences les particules s'assemblent au niveau de l'espace inter-électrodes, cela est due à la force dielectrophoretique qui les pousse dans les zones à faible champ électrique, ce qui correspond à la dielectrophorèse négative.

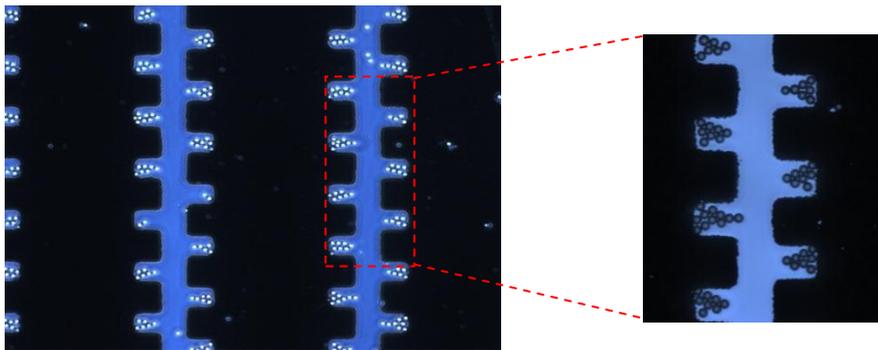


Figure 14: Assemblage de microparticules en polystyrènes (10µm) fonctionnalisées dans l'espace inter-electrode par dielectrophorèse négative dans des conditions (conductivité du milieu =0, fréquence 500 KHz, $V_{pp} = 4$), a) Image de microscope photonique de l'assemblage en forme de triangle.

➤ Géométries des électrodes

La structure finale des assemblages dépendant de la géométrie des électrodes utilisées, pour nos travaux nous avons testé trois différentes géométries : électrodes planes parallèles, électrodes rectangulaires en quinconce ou alignées. Afin d'observer la structures finale des assemblages, nous avons travaillé dans les conditions de diélectrophorèse négative (fréquence=500KHz, $V_{pp}=4$, conductivité du milieu nulle). Chaque géométrie d'électrodes a permis d'avoir des structures d'assemblages différentes. Au cours de l'assemblage les particules suivent les lignes de champ qui dépendent à leur tour de la géométrie de l'électrode. Les résultats retrouvés sont illustrés dans les images ci-dessous.

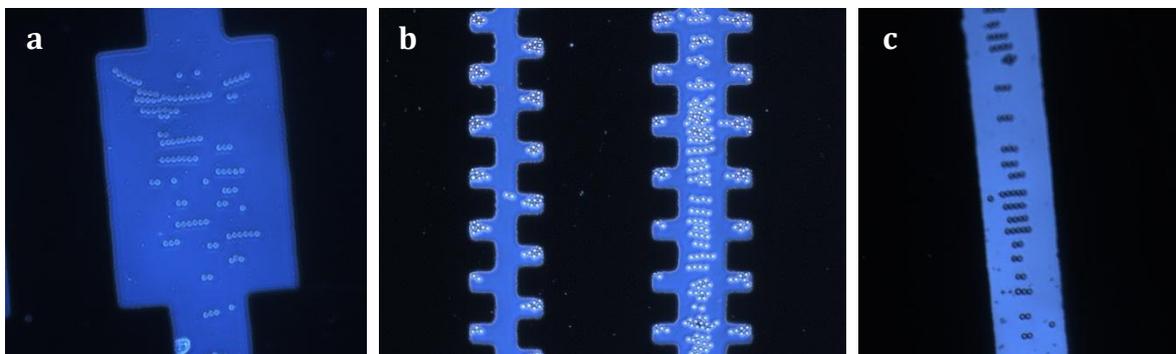


Figure 15: Structures des assemblages de microparticules en polystyrènes (10 μ m) fonctionnalisées dans l'espace inter-électrode par diélectrophorèse négative dans des conditions (conductivité du milieu =0, fréquence 500 KHz, V_{pp} =4), avec des géométries d'électrodes différents a)Structure en fils courbés b) structures en rectangles et en fils droits, c) structures en fils droits.

A partir de ces travaux effectués les paramètres d'assemblage ont été déterminés et optimisés. En appliquant ces derniers, on arrive à avoir les assemblages désirés mais cela reste incomplet car notre but est de maintenir ces assemblages après la coupure du champ.

Pour cette raison nous avons commencé à appliquer notre approche qui est de procéder au couplage chimique au cours de l'assemblage par diélectrophorèse.

4.5 Couplage chimique

Des expériences préliminaires de couplage chimique ont été effectuées. En effet pour les premiers tests nous avons essayé le couplage chimique par addition d'un agent de couplage. Pour ce faire une solution colloïdale de particules de polystyrène (10 μ m) fonctionnalisées avec des groupements carboxyliques a été préparée. Les particules fonctionnalisées ont subi une étape d'activation (Annexe A). Cette dernière consiste à activer les groupements carboxyliques en groupements esters activés en présence de EDCI/NHS [26][figure15]

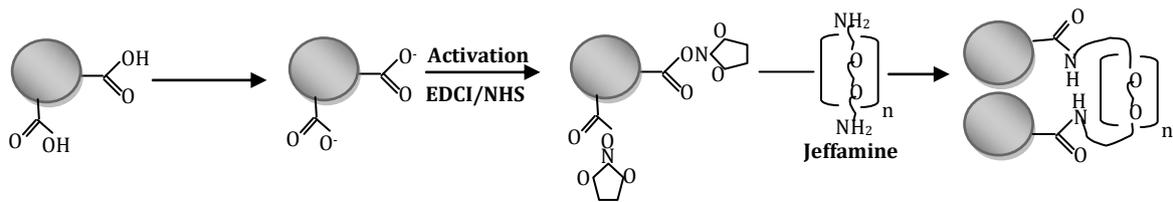


Figure 16: Etapes d'activation et d'assemblage chimique par addition d'agent de couplage « Jeffamine »

Une fois les particules activées, elles sont resuspendues dans de l'eau dés-ionisée. Un assemblage par diélectrophorèse négative de ces particules a été effectué avec les paramètres définis précédemment. Au cours de l'assemblage l'agent de couplage (Jeffamine) a été rajouté. Une fois l'assemblage terminé et le courant coupé, une désorption mécanique à l'aide d'une pipette a été réalisée.

Des assemblages ont résisté à la désorption comparé aux assemblages témoins sans couplage chimique qui se sont totalement redispersés. Les résultats sont démontrés dans les images suivantes :

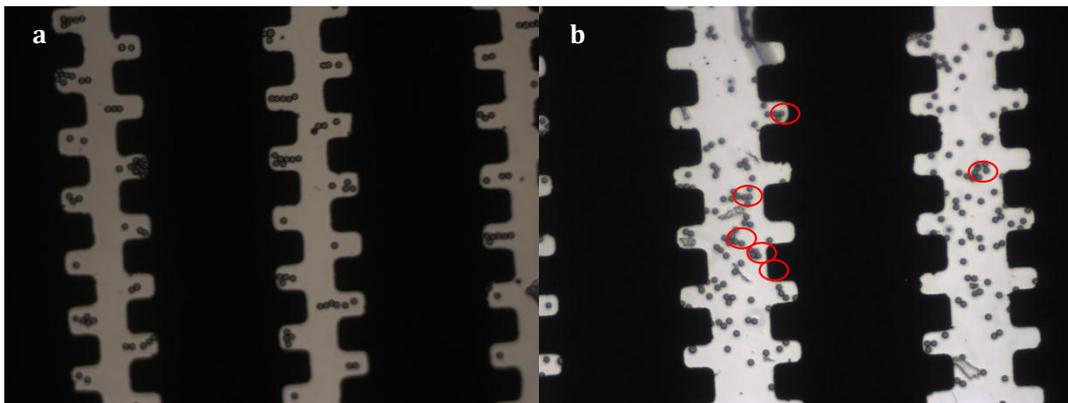


Figure 17 : Images de microscopie représentant la formation d'assemblages permanents de microparticules de polystyrènes fonctionnalisées par diélectrophorèse négative avec couplage chimique. a) Assemblage par diélectrophorèse négative et addition de l'agent de couplage (Jeffamine), b) Assemblages permanents persistants et résistants à la désorption mécanique.

5. Conclusion

Les travaux effectués durant ces six premiers mois de thèse nous ont permis de tester la faisabilité de notre approche basée sur l'alliance de deux techniques la diélectrophorèse et le couplage chimique afin d'obtenir des assemblages permanents.

Pour développer cette nouvelle approche, il était nécessaire de comprendre les principes de ces techniques et de balayer les différents travaux cités dans la littérature faisant appel aux assemblages par diélectrophorèse et/ou assemblage chimique.

Notre objectif est d'aboutir à l'obtention d'assemblages permanents avec des structures définies. Pour ce faire, dans un premiers temps, nous avons fabriqué des microsystèmes d'électrodes avec des géométries différentes, étant donné que la structure finale de l'assemblage dépend de ces dernières.

En second temps, un dispositif d'assemblage a été mis en place pour permettre de confiner les assemblages, mais aussi de travailler dans des conditions expérimentales reproductibles.

Pour les premières expériences tests, des assemblages de microparticules ont été réalisés afin d'optimiser les paramètres d'assemblages (fréquences du champ électrique, intensité du champ électrique, ainsi que la conductivité du milieu de dispersion). Cette taille a été choisie car à cette échelle, il n'est pas nécessaire d'utiliser des moyens de caractérisation des assemblages sophistiqués tels que le MEB et l'AFM, mais aussi pour la possibilité de suivre et d'observer les assemblages en temps réel.

Les paramètres ayant été optimisés, nous passerons prochainement à l'assemblage à l'échelle nanométrique.

Durant ces premiers mois de thèse, une grande partie des travaux a été consacrée à la diélectrophorèse, mais en parallèle des protocoles pour la préparation et l'activation des colloïdes fonctionnalisés ont été établis afin de préparer l'expérience principale.

Pour cette expérience préliminaire nous avons testé l'association de l'assemblage par diélectrophorèse et le couplage par addition d'agent chimique. Des résultats prometteurs ont été obtenus.

Afin de valoriser nos travaux, des réflexions sur des techniques de contrôle et de caractérisation de chaque étape de l'expérience sont en cours. Dans la poursuite de cet objectif, nous avons

notamment réussi à caractériser l'étape d'activation des groupements fonctionnels des particules avant assemblage. Une caractérisation à ce niveau est importante, car elle nous permet de discriminer l'activation dans le cas où l'assemblage n'est pas effectif.

Les résultats de ces travaux tests nous confortent dans la faisabilité de cette approche, et nous encouragent à poursuivre dans la logique de notre démarche scientifique.

➤ **Perspectives**

Une des premières perspectives est de poursuivre nos travaux en suivant notre démarche scientifique.

- Réalisation de nano-assemblages permanents avec des structures finales définies
- Mise en place de microsystemes pour des assemblages de colloïdes en 3D.
- Fabrication de microélectrodes à partir d'un assemblage de microfils.
- Réalisation d'un microsysteme à électrodes amovibles, pour faciliter l'exploitation des assemblages greffés sur le substrat.

En plus des expériences expérimentales de thèse, une formation professionnelle « Communication interpersonnelle et relations de travail » a été suivie, des tutoriels assistés ainsi qu'une participation à un colloque des doctorants centraliens où j'ai présenté un poster.

Annexes

Annexes A : Protocoles détaillé de la préparation des solutions colloïdales avant assemblage

➤ **Préparation des billes :**

Les billes sont reçues dans un tampon de stockage, ces dernières doivent être lavées avant leurs utilisations dans de l'eau désionisée afin d'éliminer toutes trace de sel et des ions dans le milieu dielectrophoretique qui risquent de modifier la polarité de ce dernier.

- Un volume de 2µl de la solution commercialisée est transféré dans un tube eppendorf.
- Centrifugation à 10000rpm durant 10 min
- Eliminer le surnagent et ne garder que le culot qui contient les billes.
- Lavage en utilisant de l'eau désionisée.
- Les billes sont re-suspendues dans 500µl d'eau déionisée.

} X3

Activation chimique des groupements fonctionnels des billes :

- Préparation de la solution d'activation (2 mg EDCI+ 4mg NHS) dans 500µl d'eau distillée
- Centrifugation de la solution colloïdale.
- Re-suspendre cette dernière dans 500µl de solution d'activation.
- Incubation durant 6H à 35°C sous agitation.
- 3X lavage avec du PBS X1 (Ph=7.4)
- Les billes activées sont re-suspendues dans 350µl de PBS X1

Préparation de la surface d'assemblage

- Traitement de la surface avec (NaOH 0.1M) pendant 30min.
- Lavage avec H₂O (X3) + séchage.
- Traitement avec la solution Sigmacote pendant 1h.
- Lavage avec H₂O, éthanol, séchage.

Remarque : Avant l'assemblage il est indispensable de vérifier :

Annexe B : Contrôle de la dispersion des colloïdes ainsi que l'activation des groupements chimiques

- **L'état de la solution colloïdale** : si les particules sont parfaitement dispersées et qu'il n'y a pas d'agrégats formés.
- **Vérification de l'activation chimique des microparticules :**

La densité de fonctions carboxyliques est déterminée par dosage spectrophotométrique à l'aide de bleu de toluidine oxydé (TBO). Les billes de polystyrène fonctionnalisées avec des groupements COOH en surface sont mises à incubation à 40°C sous agitation dans 1mL de solution TBO à 0.1% (NaOH 1mM+TBO) pendant 15 min, plusieurs lavages avec solution NaOH a

1mM avec centrifugation sont effectués afin d'éliminer l'excès de TBO, une fois le surnagent clair, on récupère le culot qu'on met à incubation à 40°C sous agitation dans 1mL de SDS à 20% pendant 30min,

Quantification des groupements carboxyliques par la technique d'adsorption du colorant « Toluidine Blue O » TBO

- Prélèvement d'un volume de solution colloïdale contenant entre 500 et 1000µg de billes de polystyrène latex fonctionnalisées avec des groupements carboxylique COOH en surface.

Lavage

- Les billes sont misent dans un volume de 500µl d'eau DI
- Centrifugation pendant 20min (T°=24°C, 10000rpm).
- Elimination du surnagent, et ne garder que le culot contenant les billes

Remarque : 3 lavages doivent être effectués afin d'éliminer tout le tampon de stockage de la solution colloïdale.

Incubation en présence du TBO

- Au bout du troisième lavage le culot est récupéré, est mis à incubation dans 1ml de TBO (1mM NaOH+ 0.1 % TBO).
- Laisser incuber pendant 15 min sous agitation 1300rpm à une température de T=40°C.
- Centrifugation pendant 3 min à 2250G
- Eliminer le surnagent et ne garder que le culot.
- Le culot est lavé dans 1 ml de (1mM NaOH) sous agitation (5 min à 1300rpm) à une température T=40°C.

Remarque : Plusieurs lavages doit être effectués, jusqu'à ce que le surnagent soit clair.

Elution de la TBO

- Apres le dernier lavage les billes sont récupérées et misent à incubation sous agitation dans 1ml de 20%SDS pendant 30 min à 1300rpm, à une température de T=40°C.

Quantification des molécules de TBO éluées dans le SDS

Cette étape consiste à une mesure d'absorbance à une longueur d'onde $\lambda=625\text{nm}$ en utilisant un UV-spectrometre

Référence

- [1] Craig J. Hawker and Thomas P. Russell «Block Copolymer Lithography: Merging “Bottom-Up” with “Top-Down” Processes» Cambridge university press, pp 952-966 (2011)
- [2] I. Shi and T. Cui, « Fabrication of indium resistors by layer-by-layer nanoassembly and microlithography techniques », *Solid-State Electronics*, pp 47.
- [3] V. L. Colvin, M. C. Schlamp & A. P. Alivisatos, « Light-emitting diodes made from cadmium selenide nanocrystals and a semiconducting polymer », *Nature*, 370, pp. 354- 357 (1994).
- [4] J. M. Luther, M. Law, M. C. Beard, Q. Song, M. O. Reese, R. J. Ellingson and A. J. Nozik, « Schottky Solar Cells Based on Colloidal Nanocrystal Films » *Nano Lett.*, 8, pp. 3488–3492 (2008).
- [5] A. Kongkanand, K. Tvrdy, K. Takechi, M. Kuno and P. V. Kamat, « Quantum Dot Solar Cells. Tuning Photoresponse through Size and Shape Control of CdSe–TiO₂ Architecture », *J. Am. Chem. Soc.*, 130, pp. 4007–4015 (2008).
- [6] P. J. Hesketh, M. A. Gallivan, S. Kumar, C. J. Erdy, Z. L. Wang, «The application of dielectrophoresis to nanowire sorting and assembly for sensors», *Materials Science*, 0-7803-8936-0 (2005)
- [7] P. R. Solanki, A. Kaushik, A. A. Ansari, G. Sumana, and B. D. Malhotra « Zinc oxide chitosan nanobiocomposite for urea sensor » *Appl. Phys. Lett.* 93, 163903-163905 (2008).
- [8] Xia, Y.; Gates, B.; Yin, Y.; Lu, Y., Monodispersed colloidal spheres: Old materials with new applications. *Advanced Materials*, 12, (10), 693-713.(2000)
- [9] T. PINEDO RIVERA. Assemblage convectif de colloïdes par forces de capillarité en milieu confiné : Application en plasmonique, PhD thesis, université Joseph fourier Grenoble, (2009).
- [10] O. D. Velev and S. Gupta, « Materials Fabricated by Micro- and Nanoparticle Assembly– The Challenging Path from Science to Engineering », *Adv. Mater.*, 21, pp.18971905 (2009).
- [11] L. Zhang, Y. Zhua, « Dielectrophoresis of Janus particles under high frequency ac-electric fields» *Appl. Phys. Lett.*, 1322-13372011149 (2010)
- [12] M. Gauthier, S. Regnier, «Manipulation aux échelles microscopiques».
- [13] Thibault HONEGGER. Électrocinétique tridimensionnelle de particules colloïdales en géométrie micro fluidique et application à la manipulation de cellules. PhD thesis, Université de Grenoble, (2011)
- [14] Guillaume COLA. Piégeage et manipulation d’objets biologiques par guides d’ondes optiques. PhD thesis, Université Joseph Fourier, (2006)
- [15] F. Crick, F. W. Hughes, «The physical properties of cytoplasm : a study by means of the magnetic particle method, Part I : Experimental. *Experimental Cell Research*, 1, pages 37–80, (1950)
- [16] L.A. Crum. Acoustic force on a liquid droplet in an acoustic stationary wave. *Journal of the Acoustical Society of America*, 50 :157–163, (1971)

- [17] H. A. Pohl. Dielectrophoresis : The behaviour of neutral matter in NonUniform Electric Fields. Cambridge University Press,(1978).
- [18] S. Masuda, M. Washizu, et I. Kawabata. «Movement of blood cells in liquid by non-uniform travelling field». IEEE Transaction on Industrial Applications, 24(2), pp 217-222, (1988)
- [19] Hong, S. H.; Kim, H. K.; Cho, K. H.; Hwang, S. W.; Hwang, J. S.; Ahn, D., «Fabrication of single electron transistors with molecular tunnel barriers using ac dielectrophoresis technique». Vacuum Science and Technology B, 24, (1), 136-138 (2006).
- [20] Khondaker, S. I., Fabrication of nanoscale device using individual colloidal gold particles. IEE Proceedings - Circuits, Devices and Systems , 151, (5), 457-460.(2004)
- [21] T.H. Kim, S.Y. Lee, N.K. Cho, H.K. Seong, H.J. Choi, S.W. Jung, S.K. Lee.«Dielectrophoretic alignment of gallium nitride nanowires (GaN NWs) for use in device applications». Nanotechnology 3394-3399 (2006)
- [22] D. Feldheim. «Assembly of Metal Nanoparticle Arrays Using Molecular Bridges». Electrochemical Society Interface,pp22-25 (2001)
- [23] B. R. Nayak, L. J. Mathias, « A novel photoinimer for the polymerization of acrylates and méthacrylates », J. Polym. Sci. Part A-1: Polym. Chem., 43, pp. 5661-5670 (2005).
- [24] S.Rodiger, M.Ruhland, C.Schmidt, C. Schroder, K. Grossmann, A.Bohm, J. Nitschke, I.Berger, I.Schimke, P. Schierack. «Fluorescence dye adsorption assay to quantify carboxyl groups on the surface of poly(methyl methacrylate) microbeads». Analytical chemistry, 83,3379-3385 (2011)
- [25] Jonghyun Oh, Robert Hart, Jorge Capurro et Hongseok Noh. «Comprehensive analysis of particle motion under non-uniform AC electric fields in a microchannel». Lab Chip, vol. 9, no. 1, 62-78 pp, 16, 22, 26, 115. (2009)
- [26] Haddour, N. ; Chevolut, Y. ; Trévisan, M. ; Souteyrand, E. ; Cloarec, J.-P., "Use of magnetic field for addressing, grafting on support and actuating permanent magnetic filaments applied to enhanced biodetection." Journal of Materials Chemistry, 20, pp. 8266-8271 (2010).



UNIVERSITÉ CLAUDE BERNARD LYON 1

**ÉCOLE DOCTORALE : Électronique, Électrotechnique et Automatique
(EEA)**

Spécialité : Génie Électrique

Rapport Première Année de Thèse

Contribution à l'étude d'un holo-générateur : Le BILBOQUET

Par :

Sergio-Camilo MURILLO-CRUZ

Effectue au :

Laboratoire Ampère

**Directeur de thèse : Guy CLERC (UCBL)
Co-directeur : Eric BLANCO (ECL)**

6 Juillet 2012



TABLE DE MATIERES

INTRODUCTION	4
1. TECHNOLOGIES EXISTANTES	5
2. CONTEXTE GENERAL DE L'ETUDE	6
3. POSITIONNEMENT DU LABORATOIRE AMPERE : SUJET DE THESE	7
3.1. LE CAHIER DES CHARGES.....	7
3.2. VISION PROSPECTIVE	7
3.3. ACTIONS A MENER – CHRONOLOGIE	8
4. MODELISATION MECANIQUE DU HOULO-GENERATEUR.....	10
4.1. INTRODUCTION.....	10
4.2. ÉTUDE HYDRODYNAMIQUE ET HYDROSTATIQUE	10
5. PARAMETRES DU MODELE MECANIQUE	20
6. PREMIERS RESULTATS.....	21
7. CONCLUSION ET PERSPECTIVES	24
8. REFERENCES.....	25
ANNEXE A	26
ANNEXE B	29

TABLE DE FIGURES

Figure 1. Système houlo-generateur le <i>BILBOQUET</i>	6
Figure 2. Schéma général des convertisseurs d'électronique de puissance	7
Figure 3. Distribution générale de l'emploi du temps	9
Figure 4. Emploi du temps : première année	9
Figure 5. Emploi du temps : deuxième année.....	9
Figure 6. Emploi du temps : troisième année	10
Figure 7. Houle de nature sinusoïdale.....	13
Figure 8. Degrés de liberté d'un corps flottant	14
Figure 9. Masse ajoutée, radiation et force d'excitation en p.u vers l'axe z en fonction de w (rad/sec).....	21
Figure 10. Module de la fonction de sensibilité de vitesse en fonction de w (rad/sec).	22
Figure 11. Module de la fonction de sensibilité en fonction de w (rad/sec) et chaque couple (masse ajoutée et radiation).	22
Figure 12. Vue sur le plan de la fréquence : module de fonction de sensibilité en fonction de w (rad/sec).....	23



Notations

B	Forces externes	P_{HD}	Champ de pression hydrodynamique dans le fluide
C_{ik}	Coefficients de restauration hydrostatique	P_{HS}	Champ de pression hydrostatique dans le fluide
F	Forces sur le houlo-generateur	\vec{r}	Vecteur de position du différentiel de surface du houlo-generateur par rapport au centre de gravité
F_{exi}	Forces d'excitation sur le degré de liberté i	R_{rik}	Matrice de radiation
g	Accélération de la gravité	t	Temps
h	Distance entre le niveau de la mer en repose et le fond marin	V	Champ de vitesse dans le fluide
H	Hauteur de la houle (crête - crête)	V_x	Composant vers l'axe x du champ de vitesse dans le fluide
H_{HDi}	Force et moments hydrodynamiques sur le degré de liberté i	V_y	Composant vers l'axe y du champ de vitesse dans le fluide
H_{HSi}	Forces et moments hydrostatique sur le degré de liberté i	V_z	Composant vers l'axe x du champ de vitesse dans le fluide
J_{ik}	Coefficients contenant l'effet du phénomène de radiation	α_i	Déplacement du houlo-generateur vers le degré de liberté i
k	Nombre d'onde ($2\pi/\lambda$)	λ	Longueur d'onde
L_{HDi}	Forces et moments dus à la houle incidente sur le degré i	ρ	Densité volumique du fluide
m	Masse du houlo-generateur	w	Vitesse angulaire
m_{ik}	Matrice de masse du houlo-generateur	μ	Coefficient de viscosité du fluide
m_{rik}	Matrice de masse additionnelle ou ajoutée du houlo-generateur	ϕ	Potentiel scalaire de vitesse
M	Moments sur le houlo-generateur	ϕ_I	Potentiel scalaire de vitesse de la houle incidente
\vec{n}	Vecteurs unitaires vers les 6 degrés de liberté	ϕ_D	Potentiel scalaire de vitesse du au phénomène de diffraction
N_{HDi}	Force et moments hydrodynamiques dus au phénomène de radiation	ϕ_R	Potentiel scalaire de vitesse du au phénomène de radiation
P	Champ de pression dans le fluide	∇	Operateur Nabra
		∇^2	Laplacien



Introduction

La prise de conscience des effets des émissions de gaz à effet serre a contribué à la création d'accords et engagements pour réduire ou limiter la consommation de ressources non-renouvelables et augmenter l'utilisation d'énergies alternatives en cherchant un développement durable. En France particulièrement, les Grenelles de l'environnement et de la mer (2007 – 2009) [1] ont été promulgué pour réduire par facteur de quatre les émissions de gaz à effet de serre à l'horizon 2050. Ces Grenelles, affirment que la recherche joue un rôle important dans l'innovation et la préservation de l'environnement en privilégiant les énergies renouvelables comme l'énergie à partir des mers.

En termes énergétiques, la terre reçoit en permanence 174 millions de Gigawatts-heure (10^9 watts-heure) du soleil, dont le 30% est réfléchi [2]. L'énergie totale absorbée est de l'ordre de 1067 millions de TéraWatts-heure¹ par an ($\sim 3841 \text{ ZJ}^2$) laquelle représente plus de 7000 fois l'énergie totale demandé dans l'année 2008 [3].

Globalement, l'énergie houlomotrice disponible et techniquement exploitable selon le Conseil Mondial de l'Énergie, représente environ 10% de la demande d'électricité mondiale [4], soit 1400 TéraWatts-heure par an. En France métropolitaine, le potentiel techniquement exploitable peut être estimé à un peu moins de 10% de l'électricité consommée (à peu près 550 TW-h par an), soit 40 TW-h par an.

Ce premier rapport contextualise le développement d'un nouveau type de système de génération d'électricité par récupération de l'énergie des houles. La première partie montre les différents systèmes de récupération de l'énergie des houles existantes et classifiés par le type de technologie utilisée. La deuxième partie contextualise en général l'étude de ce nouveau système. La troisième, montre le positionnement du Laboratoire Ampère par rapport à cette étude et les différentes prospectives des travaux de recherche et les actions visées, à mener chronologiquement. Les deux dernières parties se concentrent sur mes premières contributions de recherche obtenues après trois mois d'étude³ et notamment sur l'étude hydrodynamique et hydrostatique afin de modéliser mécaniquement le comportement du système houlo-générateur.

¹ 1 TW-h = 3.6×10^{15} Joules.

² 1 ZJ = 10^{21} Joules.

³ Démarrage de la thèse 2 Avril 2012.



1. Technologies Existantes

Depuis les années quatre-vingt, différents systèmes de récupération de l'énergie des houles ont été conçus. Parmi ces systèmes, on peut distinguer trois grands groupes :

- *Systèmes à rampe de déferlement :*

Dans ces systèmes, la houle déferle sur une rampe qui remplit un réservoir. L'eau stockée dans le réservoir permet d'entraîner une turbine. La plus grande partie de ces systèmes sont on-shore, tels que *TAPCHAN (Tapered Channel)* [5] de 350 kW et le *SSG (Seawave Slot-cone Generator)* [6] de 150 kW en Norvège. De type off-shore, le *Wave Dragon* [7] de 20 kW au Portugal.

- *Systèmes à colonne d'eau oscillants :*

Dans ces systèmes, la houle comprime un volume d'air contenu dans une chambre à air ou colonne. La variation de pression sur le volume d'air entraîne deux turbines type Wells en contre-rotation pour maintenir un flux qui ne change pas de signe quel que soit le sens de circulation du flux d'air. Systèmes on-shore comme le *LIMPET* [8] de 4 MW kW et off-shore comme le *OCEANLINX MK1* [9] de 300 kW en Australie.

- *Systèmes flottants :*

Cette catégorie concerne les systèmes à corps mus par la houle. En générale, ils sont composés par une partie mobile qui oscille avec la houle et une partie fixe, lesquels permettent d'avoir un mouvement relatif qui est utilisé pour entraîner une génératrice. Systèmes déjà développés comme le *PELAMIS* [10] de 750 kW au Portugal, le *SEAREV* [11] de 500 kW en France, et en train de développement comme le *BILBOQUET*.

La grande importance du développement du système le *BILBOQUET*, est la différence de puissance installée, 2,4 MW par rapport aux existants et par ailleurs, le *BILBOQUET* est le seul système qui compte avec un plateau pesant (embase) flottant.

2. Contexte général de l'étude

Le projet consiste à développer un nouveau type de système de génération d'électricité par récupération de l'énergie de la houle, à haut rendement, par mouvement relatif d'un flotteur guidé entraînant quatre génératrices : Le *BILBOQUET*. Le *BILBOQUET* est un système houlomoteur développé par *D2M Consultants* et les partenaires suivants :

- *CMD (Engrenages)*
- *CERVVAL (Modélisation et simulation)*
- *Adeneo (Electronique de puissance)*
- *Oceanide*
- *Bureau Veritas (Normes)*
- *IFREMER (Test en bassin)*
- *École Nationale d'Ingénieurs de Brest ENIB (Recherche)*
- *Université Claude Bernard Lyon 1 – Laboratoire Ampère (Recherche)*

Le *BILBOQUET* est constitué d'un flotteur guidé qui se déplace le long d'une colonne flottante et ancrée. Le flotteur est équipé de crémaillères qui actionnent les pignons des génératrices situées dans une capsule à la partie supérieure de la colonne. La colonne est équipée à sa partie inférieure d'un plateau pesant permettant à la fois un amortissement hydrodynamique et un ancrage par 3 points qui contribue à une grande stabilité verticale.

Le *BILBOQUET* a été conçu pour une puissance maximale de 9,6 MW, soit 2,4 MW par génératrice. Les génératrices sont de type machine synchrone à aimants permanents et constituées chacune de trois voies d'enroulement par phase en phase, soit trois systèmes triphasés par génératrice. Chaque système triphasé a deux convertisseurs (redresseur côté machine et onduleur côté réseau) en mode « *back-to-back* » permettant la transférence de puissance dans le deux sens.

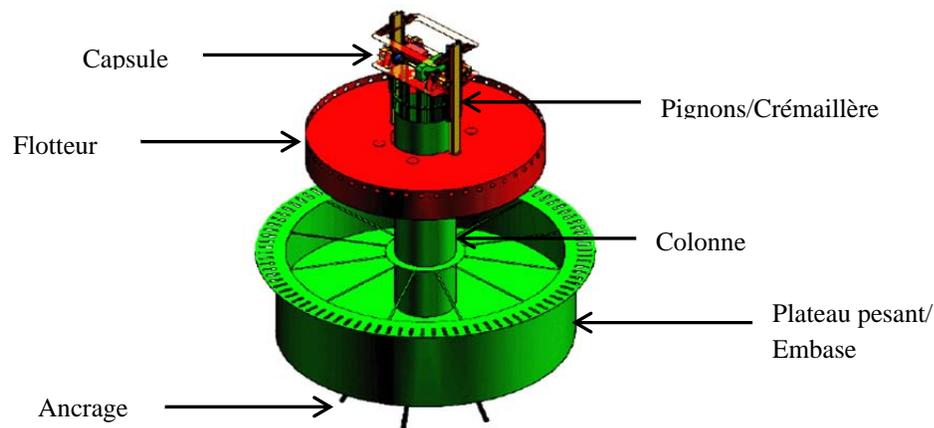


Figure 1. Système houlomoteur le *BILBOQUET*

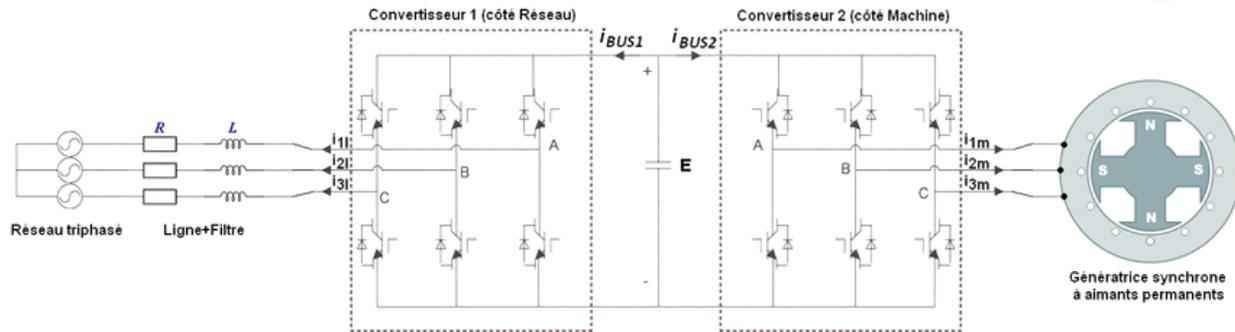


Figure 2. Schéma général des convertisseurs d'électronique de puissance

3. Positionnement du Laboratoire Ampère : Sujet de Thèse

3.1. Le cahier des charges

Le positionnement du Laboratoire Ampère est sur la conception de la commande des convertisseurs d'électronique de puissance. Le sujet de thèse vise à développer une loi de pilotage du générateur en régime dynamique qui cherche à tout instant à extraire un maximum d'énergie de la source mécanique à forte variabilité (la houle).

Les travaux de recherche se situent à plusieurs niveaux : théorie, simulation et validation expérimentale sur un banc d'essai du laboratoire. Le travail théorique consiste à développer la loi de commande de l'ensemble convertisseur-génératrice adaptée aux contraintes du houl-générateur le *BILBOQUET*. Le travail de simulation vise à tester les différentes stratégies de commande dans les différents modes de fonctionnement (normal et dégradé) sur l'outil MATLAB/Simulink. Le dernier travail sera de mettre au point les lois de commande et valider les résultats de simulations. Ces travaux se feront sur un banc machine électrique de faible puissance (< 5kW).

3.2. Vision Prospective

En fonction du positionnement du *Laboratoire Ampère* à la contribution du développement de ce nouveau système de récupération de l'énergie des houles, les travaux suivants sont proposés afin de traiter tous les aspects généraux de la modélisation.



Modélisation mécanique du système houlo-generateur :

Il s'agit de trouver un modèle mécanique suffisant pour représenter le comportement du système houlo-generateur afin de caractériser, la perturbation sur la chaîne de conversion électromécanique. Ce modèle devra être suffisamment complet pour reproduire au mieux les mouvements du flotteur et suffisamment simple pour être implémenter pour les tests en simulation et la validation sur le banc d'essai.

Modélisation électrique et mécanique de la machine synchrone à aimants permanents :

Il s'agit de trouver les différents modèles autant mécaniques qu'électriques pour les différents modes de fonctionnement (normal et dégradé).

Modélisation électrique des convertisseurs d'électronique de puissance et du réseau électrique :

Il s'agit de trouver le modèle moyen des convertisseurs d'électronique de puissance (redresseur et onduleur) et le modèle dynamique du réseau électrique.

Sur le modèle complet du système houlo-generateur, nous travaillerons sur la définition des différentes stratégies de commande dans les modes de fonctionnement normal et dégradé. Ces modes fonctionnement seront traités en fonction des différentes contraintes mécaniques sur l'ensemble flotteur – plateau pesant et les normes qui réglementent l'utilisation des systèmes de récupération de l'énergie des houles.

3.3. Actions à Mener – Chronologie

Dans le but de mettre en place tous les objectifs du sujet de thèse, les différentes actions à mener ont été placées chronologiquement dans l'horizon de trois ans (36 mois).

Sur cet horizon, nous avons défini trois grands axes de travail. Les premiers douze mois sont dédiés à la définition des modèles de simulation des différentes composantes du système houlo-generateur (flotteur-plateau pesant, machine synchrone à aimants permanents, redresseur-onduleur et le réseau électrique). Les douze mois suivants, à la définition des différentes stratégies de commande des convertisseurs et la simulation sur le modèle complet du houlo-generateur. Les derniers douze mois, à la validation des résultats sur le banc d'essai et à la rédaction du mémoire de thèse.

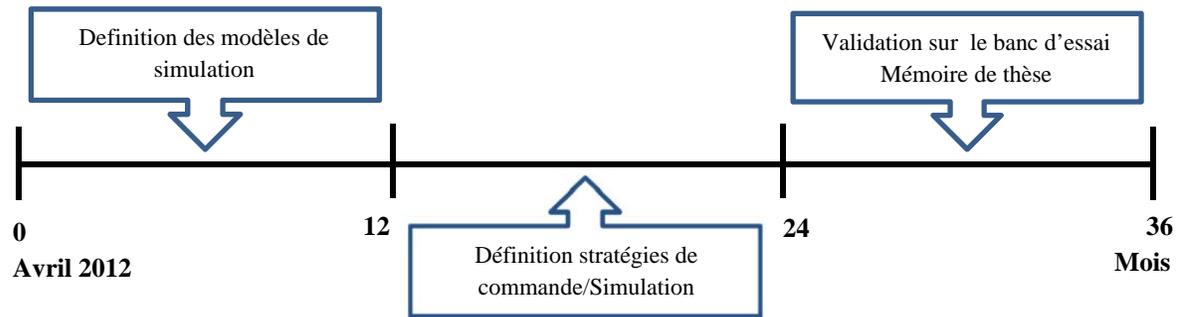


Figure 3. Distribution générale de l'emploi du temps

Première année : Elle est divisée en deux parties, une partie de cinq mois sur la modélisation mécanique du houlo-generateur (flotteur – plateau pesant) et l'autre de sept mois sur la définition du modèle dynamique des autres composantes du système houlo-generateur, c'est-à-dire, la machine synchrone à aimants permanents, les convertisseurs redresseur-onduleur et le réseau électrique. Chacune de ces parties sont accompagnées d'une étude bibliographique du sujet.

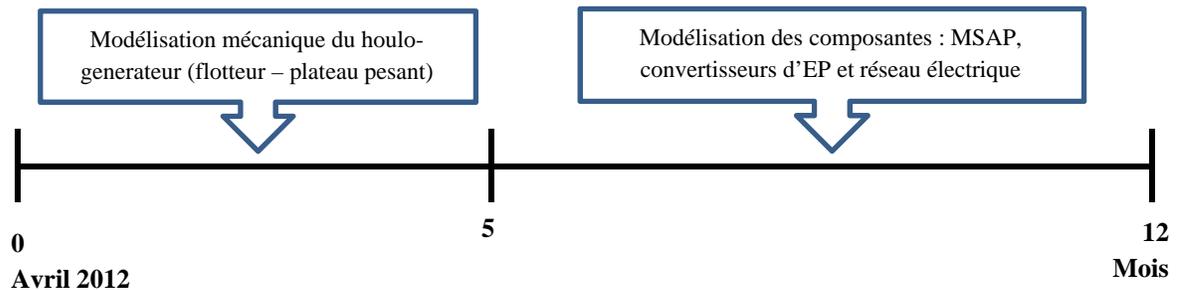


Figure 4. Emploi du temps : première année

Deuxième année : Elle est divisée en trois parties, la première partie de 4 mois au développement du modèle complet du système houlo-generateur, la deuxième de 6 mois à la définition des différentes stratégies de commande des convertisseurs d'électronique de puissance et la dernière de 2 mois aux résultats de simulations sur l'outil MATLAB/Simulink.

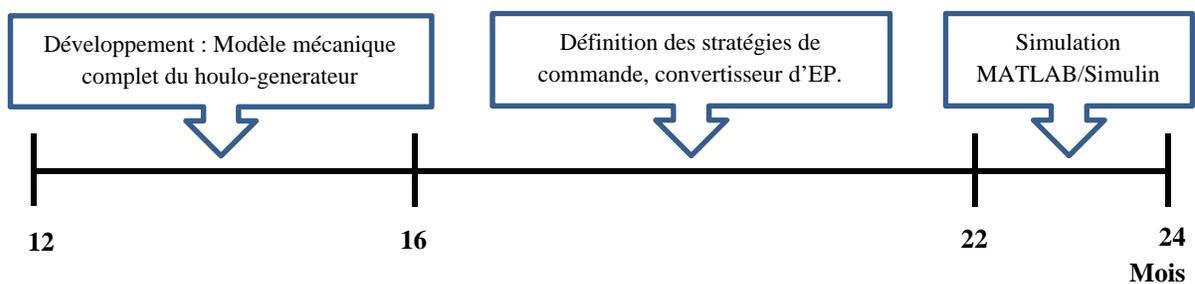
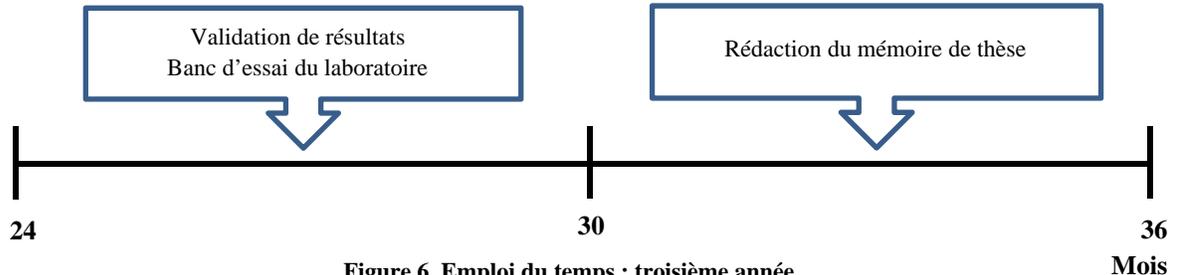


Figure 5. Emploi du temps : deuxième année

Troisième année : Elle est divisée en deux parties, une de 6 mois à la validation des résultats de mise en point des lois de commande sur le banc d'essai et l'autre à la rédaction de la mémoire de thèse.



4. Modélisation Mécanique du Houlo-generateur

4.1. Introduction

Les premiers travaux de recherche ont été menés afin de traiter la mécanique de fluides du corps flottant dans un fluide. Ces travaux consistent à faire une étude hydrodynamique et hydrostatique afin d'établir les forces et moments sur le corps flottant.

L'étude part des équations générales du mouvement d'une particule de fluide « *Les équations de Navier – Stokes* ». Des hypothèses sont formulées en vue de simplifier et linéariser ces équations et de trouver une expression du champ de pression dans le fluide.

L'intégration du champ de pression sur la surface du corps mouillé permet d'établir les forces et moments sur le corps flottant. Ces forces et moments sont classifiés en hydrodynamiques et hydrostatiques. Cela montre la nature et l'origine de chacun des termes de l'équation mécanique.

L'équation mécanique du comportement du houlo-generateur (flotteur – plateau pesant) est présentée autant dans le domaine fréquentiel que dans le domaine temporel.

4.2. Étude Hydrodynamique et Hydrostatique

Les forces et moments sur un corps flottant sont trouvés grâce au champ de pression sur le fluide. Ce champ est défini à partir des équations générales de la mécanique de fluides « *Les équations de Navier-Stokes* » [12]. Ces équations expliquent (1) et (2).



$$\frac{\partial \rho}{\partial t} + \nabla \cdot (\rho V) = 0 \quad (\text{Equation de continuité}) \quad (1)$$

$$\rho \frac{dV}{dt} = -\nabla P + \mu \nabla^2 V + \rho B \quad (\text{Bilan de la quantité de moment}) \quad (2)$$

$$\frac{dV}{dt} = \frac{\partial V}{\partial t} + (V \cdot \nabla) V \quad (\text{Dérivée totale du champ de vitesse}) \quad (3)$$

(1) est l'équation de continuité et (2) est l'équation de bilan de la quantité de moment. L'équation (2) est non-linéaire à cause du terme de dérivée totale du champ de vitesse du fluide (3). Pour cela, certaines hypothèses ont été considérées afin d'éliminer la non-linéarité et de simplifier les équations.

- *Fluide incompressible* : Considérer la densité du fluide constante. Par ailleurs, on parlera de la conservation de la masse $\nabla \cdot V = 0$. De (1) :

$$\frac{\partial V_x}{\partial x} + \frac{\partial V_y}{\partial y} + \frac{\partial V_z}{\partial z} = 0 \quad (4)$$

- *Fluide non-visqueux* : Négliger les efforts dus à la viscosité du fluide. $\mu = 0$. De (2).

$$\mu \nabla^2 V = 0 \quad (5)$$

- *Écoulement irrotationnel* : Cette hypothèse permet d'utiliser la théorie du potentiel scalaire du champ de vitesse en négligeant le phénomène de turbulence dans le fluide. $\nabla \otimes V = 0$ et $\nabla \phi = V$.

$$\nabla \times V = \left(\frac{\partial V_z}{\partial y} - \frac{\partial V_y}{\partial z} \right) i + \left(\frac{\partial V_x}{\partial z} - \frac{\partial V_z}{\partial x} \right) j + \left(\frac{\partial V_y}{\partial x} - \frac{\partial V_x}{\partial y} \right) k = 0 \quad (6)$$

A partir de la théorie du potentiel scalaire, le champ de vitesse est défini :

$$V = \nabla \phi = \frac{\partial \phi}{\partial x} i + \frac{\partial \phi}{\partial y} j + \frac{\partial \phi}{\partial z} k \quad (7)$$

Avec ϕ le potentiel scalaire de la vitesse V .



- $\frac{H}{h} \ll 1$: Si la hauteur de la houle est petite par rapport à la profondeur de la mer les termes non-linéaires de la dérivée totale $(V \cdot \nabla)V$ sont négligeables (eaux profondes) [13].

$$\begin{aligned}\frac{\partial V_x}{\partial t} &\gg V_x \frac{\partial V_x}{\partial x} + V_y \frac{\partial V_x}{\partial y} + V_z \frac{\partial V_x}{\partial z} \\ \frac{\partial V_y}{\partial t} &\gg V_x \frac{\partial V_y}{\partial x} + V_y \frac{\partial V_y}{\partial y} + V_z \frac{\partial V_y}{\partial z} \quad (8) \\ \frac{\partial V_z}{\partial t} &\gg V_x \frac{\partial V_z}{\partial x} + V_y \frac{\partial V_z}{\partial y} + V_z \frac{\partial V_z}{\partial z}\end{aligned}$$

Alors, la dérivée totale du champ de vitesse peut être approximée par sa dérivée partielle par rapport au temps.

$$\frac{dV}{dt} \approx \frac{\partial V}{\partial t} \quad (9)$$

(10) et (11) sont les équations de Navier – Stokes simplifiées de (1) et (2) à partir des hypothèses précédents.

$$\nabla \cdot V = \frac{\partial V_x}{\partial x} + \frac{\partial V_y}{\partial y} + \frac{\partial V_z}{\partial z} = \nabla^2 \phi = 0 \quad (\text{Equation de continuité}) \quad (10)$$

$$\rho \frac{\partial V}{\partial t} = -\nabla P - \rho g k \quad (\text{Bilan de la quantité de moment}) \quad (11)$$

$$\frac{dV}{dt} = \frac{\partial V_x}{\partial t} i + \frac{\partial V_y}{\partial t} j + \frac{\partial V_z}{\partial t} k \quad (\text{Dérivée totale du champ de vitesse}) \quad (12)$$

(13) est l'équation du champ de pression sur un différentiel de fluide.

$$P = -\rho \left(\frac{\partial \phi}{\partial t} + gz \right) \quad (13)$$

Afin de résoudre l'équation précédente, le potentiel scalaire du champ de vitesse doit être déterminé en fonction de tous les phénomènes qui interviennent entre le houlo-générateur et le fluide.

Les phénomènes suivants sont propres à la nature des ondes (houles) :

- *Interférence* : La superposition des ondes dans le fluide. Il n'est pas pris en compte puisque n'intervient pas sur le mouvement du houlo-générateur.
- *Réflexion* : Le reflet des ondes dû à un obstacle. Il est négligeable parce que le houlo-générateur est considéré, comme « petit » par rapport à la longueur d'onde de la houle.
- *Réfraction* : La déviation d'une onde lorsqu'elle change de milieu. Il est négligeable puisque il n'y a aucun changement de milieu.
- *Diffraction* : Considérer un obstacle (houlo-générateur) comme une source secondaire qui renvoie des ondes avec les mêmes caractéristiques de l'onde incidente.

Par rapport au corps flottant :

- *Radiation* : Création des ondes dans le fluide due au mouvement du corps flottant. En autre termes, c'est la perturbation du houlo-générateur dans le fluide.

En considérant une hypothèse additionnelle, la houle de nature sinusoïdale (14) (cf. Figure 7), la diffraction et la radiation peuvent être découplées en utilisant un potentiel scalaire pour chacun des phénomènes.

$$z(x, t) = f(x)e^{j\omega t} \quad (14)$$

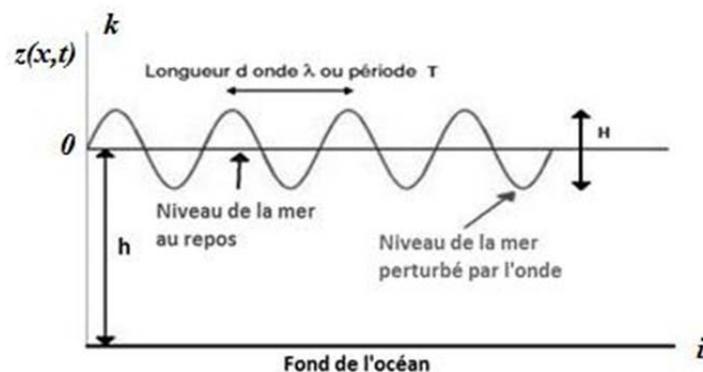


Figure 7. Houle de nature sinusoïdale

Pourtant, En [14] le potentiel scalaire total est la superposition des potentiels scalaires individuels (15). ϕ_D et ϕ_R sont les potentiels scalaires des phénomènes de diffraction et radiation respectivement. ϕ_I représente le potentiel scalaire de l'onde (houle) incidente⁴.

$$\phi = \phi_I + \phi_D + \phi_R \quad (15)$$

En général, un corps libre flottant dans un fluide a 6 degrés de liberté, 3 de déplacement (1,2,3) et 3 de rotation vers les axes x, y, z . (1 – Cavelement, 2 – Embardée, 3 – Pilonnement, 4 – Roulis, 5 – Tangage, 6 - Lacet).

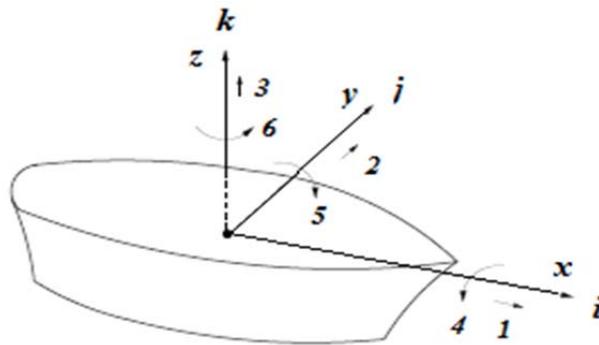


Figure 8. Degrés de liberté d'un corps flottant

On définira les vecteurs unitaires vers les 6 degrés de liberté $(n_1, n_2, n_3, n_4, n_5, n_6)$ de la forme suivante :

$$\vec{n} = (n_1, n_2, n_3), \quad \vec{r} \otimes \vec{n} = (n_4, n_5, n_6) \quad (16)$$

Avec \vec{r} le vecteur de position d'élément de surface par rapport au système de coordonnées. α_i est le déplacement du corps dans le degré de liberté i .

Chaque potentiel scalaire doit satisfaire l'équation de continuité (10) et des conditions aux limites suivantes :

- Pour ϕ_I : La vitesse normale d'une particule de fluide au fond de l'océan doit être égale à zéro. Par ailleurs, les variations de pression sur la surface de la mer par rapport au temps sont négligeables (18).⁵

⁴ Le calcul de ϕ_I est montré dans l'annexe A.

⁵ Voir l'Annexe A.



$$V_z = \frac{\partial \phi}{\partial z} \Big|_{z=-h} = 0 \quad (17) \qquad \frac{dP}{dt} \Big|_{z=0} = 0 \quad (18)$$

- Pour ϕ_D : La vitesse normale d'une particule de fluide près de la surface du houlo-generateur en considérant la houle incidente doit être égale à zéro. Également, les variations de pression sur la surface de la mer par rapport au temps sont négligeables (18). La surface considérée est celle qui est en contact avec le fluide en supposant le houlo-generateur sans mouvement.

$$\frac{\partial}{\partial n} (\phi_I + \phi_D) \Big|_{Surface} = 0 \quad (19)$$

- Pour ϕ_R : La vitesse normale d'une particule de fluide près de la surface du houlo-generateur doit être égale à la vitesse du dernier. En plus, l'équation (18) doit être satisfaite :

$$\frac{\partial \phi_R}{\partial n} = \frac{\partial \alpha_i}{\partial t} \Big|_{Surface} \quad (20)$$

α_i est le mouvement du système houlomoteur vers le degré de liberté i .

$$\alpha_i; \quad i=1,2,3,\dots,6 \quad (21)$$

En plus des conditions ci-dessus, les potentiels scalaires ϕ_D et ϕ_R doivent être nuls l'infini (conservation de l'énergie) (22).

$$\phi_{D,R}(r = \infty) = 0 \quad (22)$$

Une fois les potentiels scalaires calculés, les forces et moments sur le houlo-generateur sont calculés en intégrant l'équation de pression (13) sur la surface de contact avec le fluide.

$$F = \iint_S \vec{n} P ds \quad (23)$$

$$M = \iint_S \left(\vec{r} \times \vec{n} \right) P ds \quad (24)$$

Avec,

$$\vec{n} = (n_1, n_2, n_3), \quad \vec{r} \times \vec{n} = (n_4, n_5, n_6) \quad (16)$$



$$\alpha_i; \quad i = 1, 2, 3, \dots, 6 \quad (21)$$

Le champ de pression du fluide (13) est décomposé en deux composantes : la première qui dépend du temps appelée composante hydrodynamique (25) et la deuxième appelée composante hydrostatique (26).

$$P_{HD} = -\rho \left(\frac{\partial \phi}{\partial t} \right) = -\rho \frac{\partial}{\partial t} (\phi_I + \phi_D + \phi_R) \quad (25)$$

$$P_{HS} = -\rho g z \quad (26)$$

Avec,

$$\phi_R = \sum_{i=1}^6 \alpha_i \phi_i \quad (27)$$

ϕ_i est le potentiel scalaire et α_i le déplacement du houlo-generateur dans le degré de liberté i .

- *Forces et moments hydrodynamiques :*

Si les potentiels scalaires sont représentés de la forme suivante :

$$\phi(x, y, z, t) = \text{Re} \left[\hat{\phi}(x, y, z) e^{j\omega t} \right] \quad (28)$$

Alors, le champ de pression hydrodynamique devient :

$$P_{HD} = -\rho \text{Re} \left[j\omega \left(\hat{\phi}_I + \hat{\phi}_D + \sum_{i=1}^6 \hat{\alpha}_i \hat{\phi}_i \right) e^{j\omega t} \right] \quad (29)$$

En intégrant l'équation de pression hydrodynamique (29) en (23) et (24), (30) est l'expression des forces et moments hydrodynamiques sur le houlo-generateur par chaque degré de liberté i .

$$H_{HDi} = \iint_S n_i P_{HD} ds = -\rho \iint_S n_i \left[j\omega \left(\hat{\phi}_I + \hat{\phi}_D + \sum_{k=1}^6 \hat{\alpha}_k \hat{\phi}_k \right) \right] ds \quad (30)$$

(30) est décomposée en deux, la première partie en groupant l'effet de la houle incidente et la diffraction. La deuxième, contenant l'effet du phénomène de radiation. :

$$H_{HDi} = L_{HDi} + N_{HDi} \quad (31)$$

Avec,



$$L_{HDi} = -\rho \iint_S n_i \left[j\omega \left(\hat{\phi}_I + \hat{\phi}_D \right) \right] ds \quad (32)$$

$$N_{HDi} = -\rho \iint_S n_i \left[j\omega \sum_{k=1}^6 \hat{\alpha}_k \hat{\phi}_k \right] ds \quad (33)$$

L_{HDi} sont les forces et moments sur le houlo-generateur dus à la houle incidente et on les désignera comme les forces d'excitation dans le degré de liberté i (34). N_{HDi} sont les forces et moments dus au mouvement de réaction du houlo-generateur.

$$L_{HDi} = -\rho \iint_S n_i \left[j\omega \left(\hat{\phi}_I + \hat{\phi}_D \right) \right] ds = F_{exi}(H, \omega) \quad (34)$$

En [14], N_{HDi} est décomposé en deux termes, un proportionnel à l'accélération et l'autre proportionnel à la vitesse du houlo-generateur.

$$N_{HDi} = \sum_{k=1}^6 J_{ik} \hat{\alpha}_i = \sum_{k=1}^6 \left[\omega^2 m_{rik}(\omega) - j\omega R_{rik}(\omega) \right] \hat{\alpha}_i \quad (35)$$

Avec,

$$m_{rik} = \begin{bmatrix} m_{r11} & \cdot & \cdot & m_{r1k} \\ \cdot & \cdot & \cdot & \\ \cdot & \cdot & \cdot & \\ m_{ri1} & \cdot & \cdot & m_{rik} \end{bmatrix} \quad i, k = 1, 2, 3, \dots, 6$$

$$R_{rik} = \begin{bmatrix} R_{r11} & \cdot & \cdot & R_{r1k} \\ \cdot & \cdot & \cdot & \\ \cdot & \cdot & \cdot & \\ R_{ri1} & \cdot & \cdot & R_{rik} \end{bmatrix} \quad i, k = 1, 2, 3, \dots, 6$$
(36)

m_{rik} et R_{rik} sont les termes de masse additionnelle ou masse ajoutée, et de radiation dus aux mouvements de réaction du houlo-generateur.

- Forces et moments hydrostatiques :

En intégrant l'équation de pression hydrostatique (26) en (23) et (24), (37) est l'expression des forces et moments hydrostatiques par chaque degré de liberté i .

$$H_{HSi} = \iint_S n_i P_{HS} ds = -\rho g \iint_S n_i z ds \quad (37)$$



L'équation (37) peut être représentée de la forme suivante :

$$H_{HSi} = -\sum_{k=1}^6 C_{ik} \hat{\alpha}_i \quad (38)$$

C_{ik} sont les coefficients de restauration hydrostatique du houlo-generateur (pouce d'Archimède).

$$C_{ik} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \cdot & \cdot & C_{1k} \\ 0 & 0 & 0 & \cdot & \cdot & \cdot \\ 0 & 0 & C_{33} & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & C_{ik} \end{bmatrix} \quad i, k = 1, 2, 3, \dots, 6 \quad (39)$$

En ajoutant la masse du houlo-generateur et à partir des forces et moments hydrodynamiques et hydrostatiques, le modelé mécanique du houlo-generateur dans le domaine fréquentiel est donné par l'équation (40).

$$\sum_{k=1}^6 [-w^2(m_{ik} + m_{rik}(w)) + jwR_{ik}(w) + C_{ik}] \alpha(w) = F_{exk}(H, w) \quad (40)$$

Avec m_{ik} la matrice de masse du houlo-generateur et m_{rik} la matrice de masse additionnelle.

$$m_{ik} = \begin{bmatrix} m & 0 & 0 & & \\ 0 & m & 0 & I_{gravité} & \\ 0 & 0 & m & & \\ & -I_{gravité} & & I_{coordonnées} & \end{bmatrix} \quad i, k = 1, 2, 3, \dots, 6 \quad (41)$$

m est la masse du houlo-generateur. $I_{gravité}$ et $I_{coordonnées}$ coordonnes sont les moments d'inertie par rapport au centre de gravité et au système de coordonnes [16].

En [15], l'équation (40) est représentée dans le domaine temporel par l'équation (42). La masse additionnelle et le terme de radiation en fonction de la fréquence sont remplacés par un



terme constant et calculé à la fréquence infini et une intégral de convolution entre la réponse impulsionnelle et la vitesse du houlo-generateur respectivement.

$$\sum_{k=1}^6 \left[(m_{ik} + m_{rik}(\infty)) \frac{d^2 \alpha_k(t)}{dt^2} + \int_0^t K_{rik}(t-T) \frac{d\alpha_k(T)}{dt} dT + C_{ik} \alpha_k(t) \right] = F_{exk}(H, w, t) \quad (42)$$

Avec,

$$K_{rik}(t-T) = \frac{2}{\pi} \int_0^{\infty} R_{rik}(w) \cos[w(t-T)] dw \quad (43)$$

$m_{rik}(\infty)$ est la matrice de masse additionnelle évaluée à la fréquence infini. K_{rik} est la réponse impulsionnelle et résulte d'une intégrale de Fourier inverse sur le R_{rik} .

L'intégrale de surface de la pression, montre que tous les paramètres de l'équation (40) dépendent fortement de la géométrie du houlo-generateur.

Si l'on considère que le système d'ancrage du houlo-generateur est suffisant pour supprimer les mouvements hors du pilonnèrent (déplacement vers l'axe z), l'équation (40) et (42) peuvent être représentés par (44) et (45) respectivement :

$$\left[-w^2(m_{33} + m_{r33}(w)) + jwR_{33}(w) + C_{33} \right] \alpha_3(w) = F_{ex3}(H_s, T_p) \quad (44)$$

$$(m_{33} + m_{r33}(\infty)) \frac{d^2 \alpha_3(t)}{dt^2} + \int_0^t K_{r33}(t-T) \frac{d\alpha_3(T)}{dt} dT + C_{33} \alpha_3(t) = F_{ex3}(H, w, t) \quad (45)$$

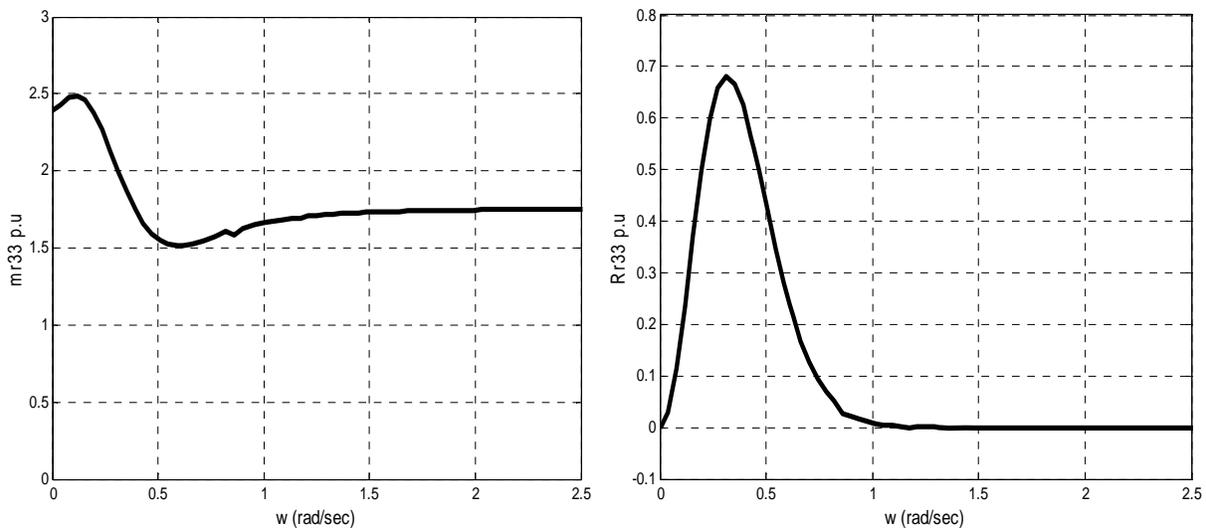
Avec,

$$K_{rik}(t-T) = \frac{2}{\pi} \int_0^{\infty} R_{rik}(w) \cos[w(t-T)] dw \quad (46)$$

5. Paramètres du modèle mécanique

De la section précédent, le modèle mécanique du houlo-generateur (flotteur – plateau pesant) a été trouvé, équations (44) et (45). Les paramètres de ces deux équations ont une forte dépendance de la géométrie du houlo-generateur. Afin d'établir les différents paramètres, nous avons utilisé le logiciel WAMIT [17]. Il a été développé par le MIT (*Michigan Institute of Technology*).

Ce logiciel permet calculer les paramètres en fonction de la fréquence de pulsation de la houle incidente, son amplitude et la géométrie du houlo-generateur⁶. Les calculs en WAMIT sont faits sur un flotteur cylindrique de rayon 1 m et hauteur de 0,5 m pour une question de discrétisation de la géométrie et du temps de simulation. Ses résultats sont sans dimension et il faut les extrapoler à la dimension réelle du houlo-generateur avec les facteurs d'échelle [16].



⁶ Les valeurs des paramètres sont montrées dans l'annexe B.

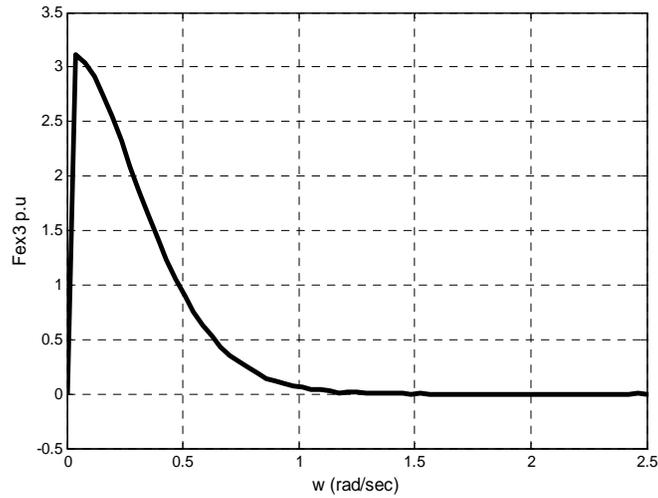


Figure 9. Masse ajoutée, radiation et force d'excitation en p.u vers l'axe z en fonction de w (rad/sec).

6. Premiers résultats

Dans ces premiers résultats, nous avons concentré notre attention sur la variabilité du rapport entre la vitesse du houlo-générateur et la force d'excitation en fonction de la fréquence de pulsation de la houle incidente. A partir de l'équation (44) :

$$\frac{\dot{\alpha}_3(w)}{F_{ex3}(H_s, T_p)} = \frac{jw}{[-w^2(m_{33} + m_{r33}(w)) + jwR_{33}(w) + C_{33}]} \quad (47)$$

L'équation (47) s'appelle la fonction de sensibilité de la réponse de vitesse. Nous parlons de fonction de sensibilité puisque elle n'est pas une vraie fonction transfère pour la dépendance en fréquence de certains paramètres. La Figure 10, montre la variation du module de cette fonction par rapport à la fréquence.

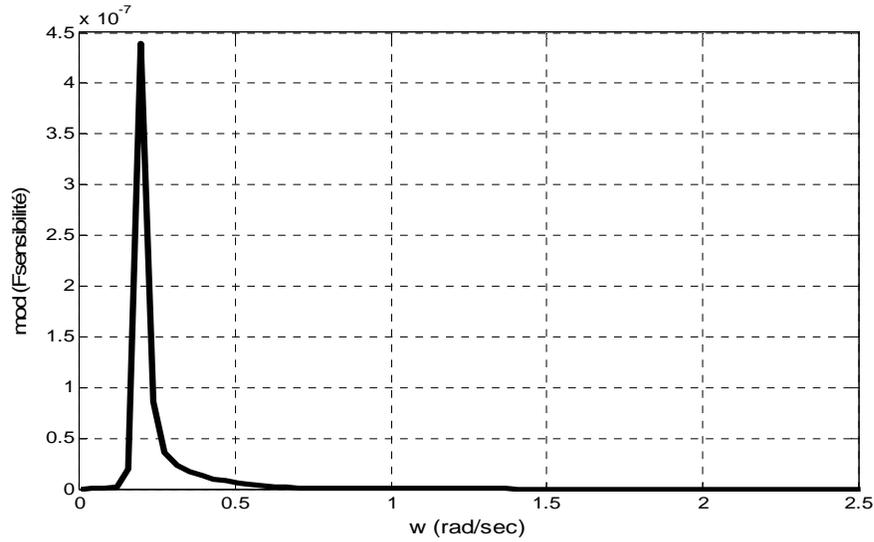


Figure 10. Module de la fonction de sensibilité de vitesse en fonction de w (rad/sec).

La forte variabilité de la source mécanique (la houle) ne permet pas avoir une seule caractérisation de la réponse en vitesse. Pourtant, si l'on considère différentes houles monochromatiques (une seule fréquence de pulsation par houle), les paramètres dépendants de la fréquence dans la fonction de sensibilité (47) deviennent constants pour chaque fréquence de houle.

La Figure 11, montre le module de cette fonction de sensibilité en fonction de deux variables. Dans un axe, la fréquence angulaire et dans l'autre les différents couples (m_{r33}, R_{r33}) calculés pour chaque fréquence de pulsation de houle.

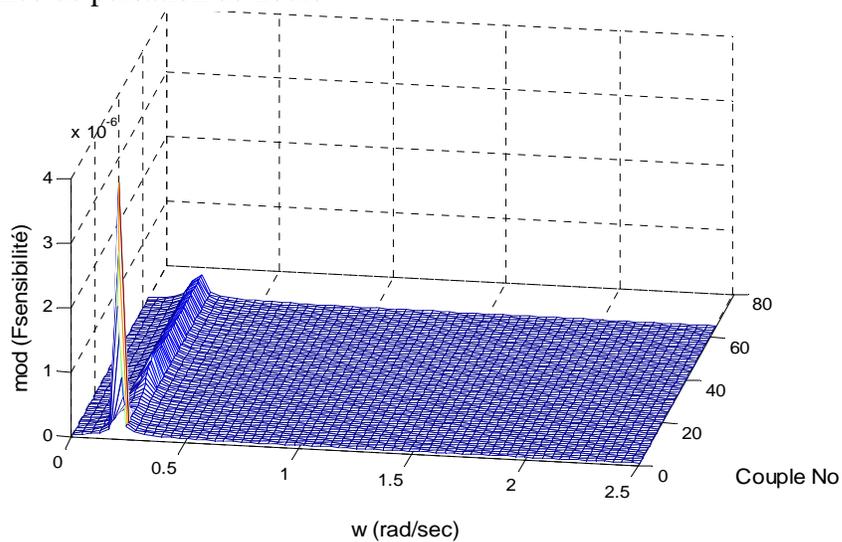


Figure 11. Module de la fonction de sensibilité en fonction de w (rad/sec) et chaque couple (masse ajoutée et radiation).

Maintenant, nous sommes intéressés de voir la représentation du module de la fonction de sensibilité pour tous les couples (m_{r33}, R_{r33}) . Une vue du module de la fonction de sensibilité (cf. Figure 11) sur le plan de la fréquence montre cette représentation, Figure 12.

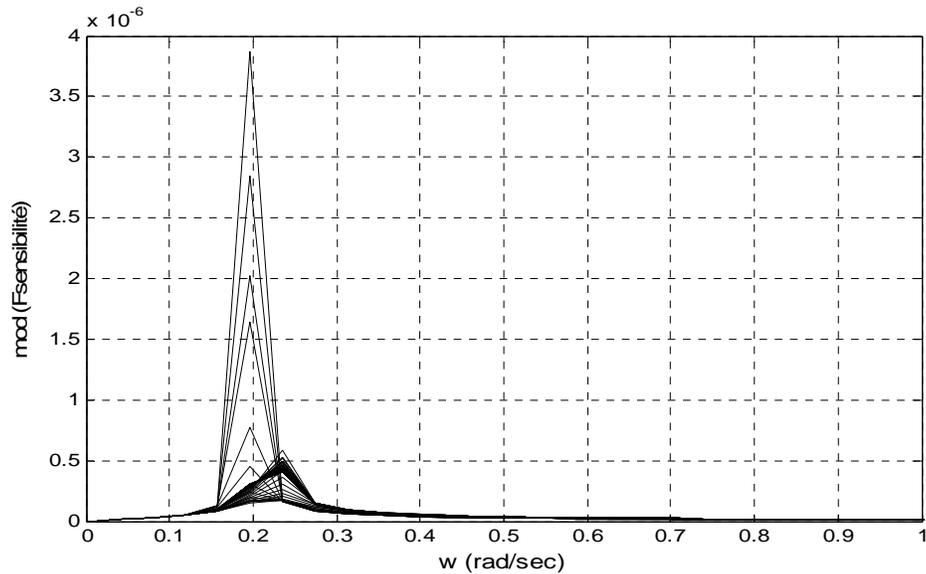


Figure 12. Vue sur le plan de la fréquence : module de fonction de sensibilité en fonction de w (rad/sec).

En vue de garantir une bonne performance de la commande des convertisseurs d'électronique de puissance à cause de la forte variabilité de la source mécanique (la houle), nous cherchons à définir une fonction de sensibilité telle qu'enveloppe tous les autres. Si sur cette nouvelle fonction de sensibilité nous sommes capables de garantir une bonne performance, donc nous sommes capables de la garantir aussi quel que soit la fréquence de pulsation de la houle.



7. Conclusion et perspectives

Nous avons traité la mécanique de fluides et énoncé différents hypothèses associées à la simplification et linéarisation des équations. Nous avons pu modéliser et trouver un modèle mécanique général du mouvement d'un houlo-générateur.

Nous avons pu simplifier l'équation mécanique générale du houlo-générateur en considérant que le mouvement vertical (vers l'axe z - pilonnement). Cette considération a été faite en supposant l'action du système d'ancrage idéale.

Nous avons traité la variabilité de la fonction de sensibilité de la réponse de vitesse en fonction des différentes fréquences de pulsation de la source mécanique (la houle). Nous avons par la suite énoncé la proposition d'une fonction de sensibilité telle qui enveloppe toutes les autres afin de garantir la performance des convertisseurs d'électronique de puissance quel que soit la fréquence de la houle incidente.

Afin de donner un traitement complet à la première partie concernant la modélisation mécanique du houlo-générateur, il faudrait traiter la source mécanique, c'est-à-dire, la houle. La houle est une source stochastique et décrit par une densité spectrale de puissance par chaque état de mer donné.

Il serait également important du point de vue implémentation et validation du modèle mécanique, trouver une méthode de résolution de l'équation mécanique dans le domaine temporel en approximant l'intégrale de convolution lié au spectre du terme de radiation du houlo-générateur.



8. Références

- [1] www.legrenelle-environnement.fr
- [2] *Total Primary Energy Supply – From Sunlight*. [Resource électronique] : [ref. 2010]. Disponible Sur : www.ez2c.de/ml/solar_land_area
- [3] International Energy Agency. *Renewable Information*. 2010.
- [4] Ifremer. *Les énergies renouvelables marines – Synthèse d'une étude prospective á l'horizon 2030*. 2008.
- [5] <http://taperedchannelwaveenergy.weebly.com/tapchan-model.html>
- [6] http://waveenergy.no/technology_innovation
- [7] www.wavedragon.net
- [8] www.wavegen.co.uk
- [9] www.oceanlinx.com
- [10] www.pelamiswave.com
- [11] www.ec-nantes.fr/version-francaise/developpement-durable/
- [12] SHAMES, Irving H. *Mechanics of Fluids*. McGraw-Hill Book Company. 1962.
- [13] GRATTON, J. *Introducción a la mecánica de fluidos*. Cap. 9: Ondas superficiales de gravedad. 2003.
- [14] NILS, Salvensen *et al.* *Ships Motions and Sea Loads*. The society of Naval Architects and Marine Engineers. New York. 1970.
- [15] W.E Cummins. *The impulse response function and ship motions*. Schiffstechnik Forschungsinstitut. 1962.
- [16] User Manual. Disponible sur : <http://www.wamit.com/manual.htm>
- [17] www.wamit.com



Annexe A

En considérant la houle de nature sinusoïdale (A.1), le potentiel scalaire du champ de vitesse pour la houle incident est calculé à partir de l'équation de continuité (A.2) :

$$z(x, t) = f(x)e^{j\omega t} \quad (\text{A.1})$$

$$\nabla^2 \phi_I = \frac{\partial V_x}{\partial x} + \frac{\partial V_y}{\partial y} + \frac{\partial V_z}{\partial z} = 0 \quad (\text{Equation de continuité}) \quad (\text{A.2})$$

L'équation précédente se résout avec les conditions aux limites suivantes :

- *Dans le fond marin* : La vitesse normale d'une particule du fluide dans le fond marin ($z = -h$) est nulle. h est la distance entre la surface libre de la mer et le fond marin.

$$V_z = \left. \frac{\partial \phi_I}{\partial t} \right|_{z=-h} = 0 \quad (\text{A.3})$$

- *Pression sur la surface libre de la mer* : Les variations de la pression sur la surface libre de la mer par rapport au temps sont égales à zéro.

$$\left. \frac{dP}{dt} \right|_{z=0} = 0 \quad (\text{A.4})$$

A partir de l'équation du champ de pression sur un différentiel de fluide (A.5) :

$$P = -\rho \left(\frac{\partial \phi_I}{\partial t} + gz \right) \quad (\text{A.5})$$

(A.4) devient :

$$\frac{dP}{dt} = -\rho \frac{d}{dt} \left(\frac{\partial \phi_I}{\partial t} + gz \right) = -\rho \left[\left(\frac{\partial^2 \phi_I}{\partial t^2} + \frac{\partial}{\partial x} \frac{\partial \phi_I}{\partial t} \frac{dx}{dt} + \frac{\partial}{\partial y} \frac{\partial \phi_I}{\partial t} \frac{dy}{dt} + \frac{\partial}{\partial z} \frac{\partial \phi_I}{\partial t} \frac{dz}{dt} \right) + g \left(\frac{\partial z}{\partial t} + \frac{\partial z}{\partial x} \frac{dx}{dt} \right) \right] \quad (\text{A.6})$$

$$\text{Avec } V_x = \frac{dx}{dt} = \frac{\partial \phi_I}{\partial x}, \quad V_y = \frac{dy}{dt} = \frac{\partial \phi_I}{\partial y} \quad \text{et} \quad V_z = \frac{dz}{dt} = \frac{\partial \phi_I}{\partial z} :$$



$$\frac{dP}{dt} = -\rho \frac{d}{dt} \left(\frac{\partial \phi_I}{\partial t} + gz \right) = -\rho \left[\left(\frac{\partial^2 \phi_I}{\partial t^2} + \frac{\partial^2 \phi_I}{\partial x^2} \frac{\partial \phi_I}{\partial t} + \frac{\partial^2 \phi_I}{\partial y^2} \frac{\partial \phi_I}{\partial t} + \frac{\partial^2 \phi_I}{\partial z^2} \frac{\partial \phi_I}{\partial t} \right) + g \left(\frac{\partial z}{\partial t} + \frac{\partial z}{\partial x} \frac{dx}{dt} \right) \right] \quad (\text{A.7})$$

Si la hauteur de la houle est négligeable par rapport à la profondeur $\frac{H}{h} \ll 1$ et si les variations d'élévation de la surface de la mer sont petites vers la direction de propagation $\frac{\partial z}{\partial x} \approx 0$, la vitesse normale au fond marin peut être approximée par sa dérivée partielle par rapport au temps $V_z \approx \frac{\partial z}{\partial t}$. Donc, (A.7) devient :

$$\frac{dP}{dt} = -\rho \frac{d}{dt} \left(\frac{\partial \phi_I}{\partial t} + gz \right) = -\rho \left[\left(\frac{\partial^2 \phi_I}{\partial t^2} + \frac{\partial \phi_I}{\partial t} (\nabla^2 \phi_I) \right) + g \left(\frac{\partial z}{\partial t} \right) \right] \quad (\text{A.8})$$

$$\left. \frac{dP}{dt} \right|_{z=0} = -\rho \left[\left(\frac{\partial^2 \phi_I}{\partial t^2} + \frac{\partial \phi_I}{\partial t} (\nabla^2 \phi_I) \right) + g \left(\frac{\partial z}{\partial t} \right) \right] = 0 \quad (\text{A.9})$$

$$\left. \frac{\partial^2 \phi_I}{\partial t^2} + g \frac{\partial \phi_I}{\partial z} \right|_{z=0} = 0 \quad (\text{A.10})$$

Pour la houle incidente, le potentiel scalaire de la houle incident doit être de la forme :

$$\phi_I = f(z) \cos(\omega t - kx) \quad (\text{A.11})$$

k est le nombre d'onde définit comme le nombre d'oscillations qu'effectue une onde par unité de longueur ($2\pi/\lambda$), avec λ la longueur d'onde. ω est la fréquence de pulsation de la houle et z son élévation de la mer.

En substituant (A.11) en (A.10) :

$$\frac{\partial^2 f(z)}{\partial t^2} - k^2 f(z) = 0 \quad (\text{A.12})$$

La solution de la fonction $f(z)$ est de la forme (A.13). C et D sont les constants d'intégration:

$$f(z) = (Ce^{kz} + De^{-kz}) \quad (\text{A.13})$$

Le potentiel scalaire devient :



$$\phi_I = (Ce^{kz} + De^{-kz})\cos(\omega t - kx) \quad (\text{A.14})$$

En appliquant les conditions aux limites :

- De (A.3) :

$$\phi_I = \phi_0 \cos(\omega t - kx) \quad (\text{A.15})$$

Avec,

$$\phi_0 = 2Ce^{-kh} \cosh k[(h+z)] \quad (\text{A.16})$$

- De (A.4) :

$$\omega^2 = gk \tanh(kh) \quad (\text{A.17}) \text{ (Relation de dispersions des ondes de gravité) [13]}$$

En eaux profondes, la longueur d'onde devient négligeable par rapport à la profondeur de la mer $h \gg \lambda$, pourtant, le terme $\tanh(kh) \approx 1$. L'équation (A.17) devient (A.18) :

$$\omega^2 = gk \quad (\text{A.18})$$

L'élévation de la surface de la mer due à la houle incident est de la forme (A.19), avec A son amplitude.

$$z = A \sin(\omega t - kx) \quad (\text{A.19})$$

En intégrant V_z dans le temps, l'expression de l'élévation de la surface de la mer est :

$$z = \int V_z dt = \int \frac{\partial \phi}{\partial z} dt = \int 2kCe^{-kh} \sinh(kh) \cos(\omega t - kx) dt \quad (\text{A.20})$$

Alors, A est égale à :

$$A = \frac{2kCe^{-kh}}{\omega} \sinh(kh) \quad (\text{A.21})$$

Finalement, le potentiel scalaire de la houle incidente est [13], [17] :

$$\phi_I = Aw \frac{\cosh[k(h+z)]}{k \sinh(kh)} \cos(\omega t - kx) \quad (\text{A.22})$$



Annexe B

Coefficient de récupération hydrostatique $C_{33} = 21354 \text{ kN/sec}^2$.

w (rad/sec)	m_{r33} (p.u)	R_{r33} (p.u)	F_{ex3} (p.u)
0.000	2.39824700	0.00000000	0.00000000
0.039	2.43171100	0.02974439	3.11200400
0.078	2.47391600	0.11335640	3.03761600
0.117	2.48778000	0.23477480	2.91429500
0.156	2.45710400	0.37089740	2.74739600
0.195	2.38051700	0.49787370	2.54656500
0.234	2.26785900	0.59701240	2.32409000
0.273	2.13436500	0.65834120	2.09173300
0.313	1.99619500	0.67996060	1.86023200
0.352	1.86599900	0.66618020	1.63652900
0.391	1.75316700	0.62467520	1.42656600
0.430	1.66188200	0.56388690	1.23210700
0.469	1.59398800	0.49229640	1.05534600
0.508	1.54844100	0.41710310	0.89680510
0.547	1.52259800	0.34415510	0.75677440
0.586	1.51268600	0.27666600	0.63334200
0.625	1.51506300	0.21723410	0.52610030
0.664	1.52604000	0.16724840	0.43456560
0.703	1.54261200	0.12623000	0.35653680
0.742	1.56234800	0.09386353	0.29129290
0.781	1.58397900	0.06933147	0.23796870
0.820	1.61187800	0.05246923	0.19732790
0.859	1.58629100	0.02769161	0.13622790
0.898	1.62456100	0.02238006	0.11737420
0.938	1.64207500	0.01573500	0.09433345
0.977	1.65621300	0.01072132	0.07465130
1.016	1.66788900	0.00723180	0.05884015
1.055	1.67806800	0.00475613	0.04568844
1.094	1.68663300	0.00308977	0.03505994
1.133	1.69368100	0.00197918	0.02600997
1.172	1.69532400	-0.00035099	0.00319033
1.211	1.70678700	0.00080808	0.01960706



w (rad/sec)	$m_{r_{33}}$ (p.u)	$R_{r_{33}}$ (p.u)	F_{ex3} (p.u)
1.250	1.71126500	0.00049778	0.01410588
1.289	1.71530800	0.00030350	0.01060498
1.328	1.71898100	0.00018078	0.00798782
1.367	1.72227300	0.00010615	0.00601956
1.406	1.72508600	0.00006458	0.00465556
1.445	1.72764900	0.00005098	0.00397688
1.484	1.72984700	0.00000183	0.00130675
1.523	1.73202500	0.00000336	0.00140429
1.563	1.73385100	0.00000126	0.00105661
1.602	1.73558400	-0.00000004	0.00073917
1.641	1.73703500	-0.00000050	0.00050623
1.680	1.73852700	-0.00000037	0.00026335
1.719	1.73975900	-0.00000474	0.00075567
1.758	1.74092400	-0.00000111	0.00027591
1.797	1.74196800	-0.00000083	0.00020138
1.836	1.74296500	-0.00000085	0.00018253
1.875	1.74392200	-0.00000111	0.00024404
1.914	1.74476100	-0.00000359	0.00089210
1.953	1.74548200	0.00000183	0.00035461
1.992	1.74620800	0.00000053	0.00008605
2.031	1.74687100	-0.00000017	0.00003093
2.070	1.74745300	-0.00000095	0.00017128
2.109	1.74801100	-0.00000448	0.00095352
2.148	1.74854200	0.00000190	0.00034293
2.188	1.74899700	0.00000046	0.00008040
2.227	1.74944800	-0.00000044	0.00008319
2.266	1.74986800	-0.00000230	0.00040594
2.305	1.75023900	0.00000514	0.00129881
2.344	1.75056200	0.00000128	0.00022783
2.383	1.75087600	-0.00000004	0.00000727
2.422	1.75114700	-0.00000172	0.00028884
2.461	1.75145500	0.00000208	0.00162435
2.500	1.75166600	0.00000179	0.00030582



Report for the first year of PhD research

Stability and Electrical Energy management of vehicle network including management of auxiliaries

Presented by: NGUYEN Khoa Duc (Research Engineer)

Advisors:

Eric BIDEAUX Directeur de Thèse (INSA de Lyon)

Minh-Tu Pham Co-Directeur de Thèse (INSA de Lyon)

Philippe LE BRUSQ System Engineer (Volvo GTT)

CONTENTS

1	NOTICE	3
2	INTRODUCTION	3
2.1	CONTEXT	3
2.2	THE PURPOSE OF THIS REPORT	3
3	OVERVIEW.....	3
3.1	COMPANY 'S REQUESTS.....	3
3.2	SCOPE AND WORK PRIORITY.....	4
3.2.1	PREVISION ON THE PROJECT HEV/PHEV OF VOLVO.....	4
3.2.2	WORK PRIORITY.....	5
4	DESCRIPTION OF THE RESEARCH OBJECT.....	5
4.1	GLOBAL STRUCTURE	5
4.2	ELECTRIFIED AUXILIAIRIES ON SCOPE	7
5	ORIENTATION IN RESEARCH OF PHD STUDENT.....	7
5.1	RESEARCH TOPIC	7
5.1.1	FIRST RESEARCH PIECE-MODELING.....	7
5.1.2	SECOND RESEARCH PIECE-OPTIMAL CONTROL& SUPERVISORY CONTROL	7
5.1.3	THIRD RESEARCH PIECE -INTERFACE BETWEEN POWERTRAIN AND VEHICLE CONTROL.....	8
5.1.4	FOURTH RESEARCH PIECE -STABILITY OF POWER NETWORK UNDE EXTREME CIRCUMSTANCES.....	8
5.1.5	FIFTH RESEARCH PIECE -MULTI-OBJECTIVES CONTROL	8
5.2	DISCUSSION.....	8
6	START OF THE ART and ANALYSIS.....	10
6.1	FIRST RESEARCH PIECE- MODELING	10
6.2	SECONDE RESEARCH PIECE - OPTIMAL CONTROL & SUPERVISORY CONTROL	10
6.3	THIRD RESEARCH PIECE - INTERFACE BETWEEN POWERTRAIN CONTROL & VEHICLE CONTROL.....	12
6.4	FOURTH RESEARCH PIECE - STABILITY OF POWER NET UNDER EXTREME CIRCUMSTANCES.....	13
6.5	FIFTH RESEARCH PIECE -MULTI-OBJECTIVE.....	13
7	REALIZED WORK:.....	14
7.1	ELECTRICAL AIR COMPRESSOR ANALYSIS	14
7.1.1	GLOBAL DESCRIPTION:.....	14
7.1.2	AIR PRODUCTION MANAGEMENT.....	14
7.1.3	EFFICIENCY ANALYSIS OD THE AIR COMPRESSOR.....	16
7.2	MODELING OF ASS.....	16
8	DISCUSSION/ CONCLUSION:	18
8.1	PROCESS OF THE PHD.....	18
8.2	FUTURE WORKS.....	19
9	REFERENCES:	20

Indexes of figures

Figure 1: Time-line of PhD study	5
Figure 2 : Powertrain outline and ECUs deployment	6
Figure 3 : Electrical Architecture of PHEV prototype in VOLVO	6
Figure 4: Approach proposed for broad issue with the point of view multi-scales system	9
Figure 5 : Air Supply System Concept	14
Figure 6 : Variation of air pressure inside air tanks	15
Figure 7: Power loss in Air Supply System	16
Figure 8: Bloc-scheme of ASS model	17
Figure 9: Results of simulation	17
Figure 10: Process of the PhD	18
Figure 11: Tasks in short term	19

Abbreviations:

HVAC:	Heating, Ventilation, Air Conditioning
PTO:	Power Take-Off
SOC:	State of Charge
HEV:	Hybrid Electric Vehicle
PHEV/PHET:	Plug-In Hybrid Electric Vehicle/ Plug-In Hybrid Electric Truck
ICE:	Internal Combustible Engine
EM:	Electric Motor
VBC:	Volvo Bus Cooperation
ASS:	Air Supply System
RB:	Rule-Based
DP:	Dynamic Programming
SDP:	Stochastic Dynamic Programming
ECMS:	Equivalent Consumption Minimization Strategy
MPC:	Model Predictive Control
Di-MPC:	Distributed Model Predictive Control
Ex-MPC:	Explicit Model Predictive Control
ESS:	Energy Storage System
EPS:	Electric Propulsion System
ECU:	Electronic Control Unit

1 NOTICE

This Ph.D. research was requested by VOLVO GLOBAL TRUCKS TECHNOLOGY. The contents are classified as confidential by the manufacturer and will be presented systematically but in details (applications, controls are not given). Detailed information could be provided following the signature of a confidentiality agreement by the reviewers of this document. An infringement of the agreement will result in prosecutions.

2 INTRODUCTION

2.1 CONTEXT

The recent development in the kinematic hybrid chain (powertrain & diesel-electric) or 100% electrical leads to an integration of new electrical components adapting to the requirements of the accessories of a vehicle, such as the power supply for the 24V network, the power steering, the air compressor, the air-conditioning (HVAC), the PTO (power take-off) for the bodywork, and the thermal control systems (heating, cooling) of power components.

By replacement/complement of the mechanical solutions developed for the conventional internal combustion engine, these electrical systems bring us: new losses, new constraints and new opportunities (especially in control). In this context, the development of new vehicles raises a question: how are the concepts of energy management for the auxiliaries based on the engine nowadays applicable to the electrification of auxiliaries? Interested by this promising issue, VOLVO group proposed a PhD thesis with supplementary funds issued from a CIFRE scholarship to investigate more on this orientation.

The overall objective of this thesis is to elaborate an approach for analyzing the cost of the installation on board of electrical system to guide the setting of strategies for energy management.

2.2 THE PURPOSE OF THIS REPORT

This report presents an overview of the PhD thesis subject on point of view of the PhD student after his first 4 months in research. The subject comprehension and also the research orientation will be presented in this document. Basing on these first ideas, the PhD student will propose a state of the art categorized in issues relating to the subject and show his first works. This first look will determine the boundary on research of this subject and also help to figure out the main fields concerning to the PhD thesis. In addition, the position and the interaction of the PhD thesis with other relating projects developed in VOLVO will be briefly presented to help understanding factors and ideas that may possibly be exploited from these projects and also the possibility of the this PhD thesis to contribute to their advancement.

3 OVERVIEW

3.1 COMPANY 'S REQUESTS

In 21st century, facing to the pressure of increase in fuel price, almost all leading automotive companies try to orientate their market to another way with usage of the energy resource less expensive- the electrical resource. As a rule of thumb, VOLVO group cannot be out of this trend. Indeed, one of the most important objectives on research

and development of the company for this moment is to optimize the fuel consumption by exploiting electrical energy from hybrid/electrical chain. But different from the passenger-car sector, in the truck sector not only the propulsion requires a large amount of energy but also auxiliaries represent big energy consumers. Consequently, the aspect of energy management dedicated for electrified auxiliaries is needed to be carefully considered to reach the final objective- fuel saving for an entire vehicle. This broad issue is not only unique to commercial vehicles but also relates to any autonomous energy system facing the technological transition that is the passage of the internal combustion engine to hybrid or full electric. It is necessary to note that, currently, there aren't well-elaborated tools available that can help to make a rapid response to issues of the global interest (energy, sizing, reliability...) of the electrification functions as well as the definition for specification and optimization of these new elements. Beside this aspect, the stability of vehicle network should be included in issues under consideration because the negative impact of factors likes temperature, humidity, aging etc. increase with the level of electrification of a system. As part of this work, we will discuss some questions posed above by this research area.

A first lock for Volvo is the modeling of energy transfer in an entire electrical network of a vehicle on his duty cycle, including the dynamic models of auxiliaries' consumption. The study will focus on modeling of the electrified auxiliaries by basing on their functions (hydraulic, pneumatic, thermal, electrical pure) and their duty cycle, in order to integrate them into a duty cycle of an entire vehicle. In addition, the evaluation of the relevance of a broader change in the function designed to benefit from advantages of electric power need also to be considered. Description of the diversity of systems in the most generic possible way (storage capacity, power modulation, need short term, long term predictability, cost-effectiveness of the actuator) must be also assured.

A second lock for Volvo lies in the effective deployment of an embedded controller for the power management, the architecture and operating principles are limited by the capability of calculators and the distribution of the vehicle with different technology systems (pneumatic, hydraulic, electrical). The work will lead to: a state-of-the-art on the networking energy control (open for the power network that is not for vehicle); analysis of the portability of an existing solution in the Volvo Group: "Power-Trade" based on a market approach, evaluation of the interests/ constraints of centralized decision vis-à-vis distributed approaches, develop a predictive approach of energy management costs based on past costs/ present/future of electric power embedded in the vehicle (predictability).

The last lock of Volvo is on the evaluation of energy distribution for consumers (actuators) when the power of network is limited (cold state, transient state, degraded state, state of charge limited). This lock will focus on: minimal management of auxiliaries in power network (from -40°C); prioritization of charges in the case of SOC limits (limits of autonomy); management of transient network (non-continuous sources).

3.2 SCOPE AND WORK PRIORITY

3.2.1 PREVISION ON THE PROJECT HEV/PHEV OF VOLVO

Volvo group intends to investigate to this PhD thesis during 3 years from 2012 to 2015 and the results of this research project will hopefully support the company in the orientation of hybrid production for the period 2017-2018.

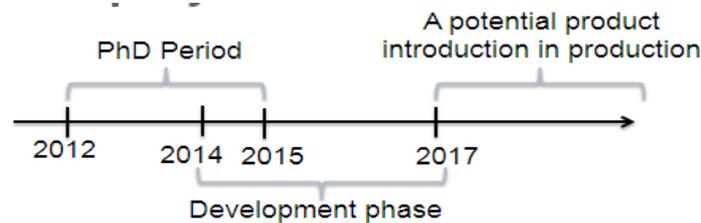


Figure 1: Time-line of PhD study

The contributions of the PhD thesis for VOLVO hybrid project are summarized by following points:

- **State1:** Methods/ Solutions applied for hybrid vehicle in order to maximize the performance of electrified auxiliaries and optimize the energy consumption of the power network on hybrid zone for a complete drive cycle.
- **State2:** Methods/Solutions applied for hybrid vehicle in order to minimize the energy consumption of a hybrid vehicle including electrified auxiliaries reinforced by **State1** (just focus on energy management of the electrical power network of vehicle, but necessary to have an interface between powertrain and vehicle to evaluate the energy consumption).
- **State3:** Evaluating the feasibility and the capacity to implement on-board the methods proposed to figure out the best solution for the hybrid project in 2017-2018.

3.2.2 WORK PRIORITY

In order to narrow the issue that the PhD faces to, we will orientate the research on some concrete directions. Firstly, we will focus on Plug-in Hybrid Electric Truck (PHEV/PHET) as a start base. This kind of hybrid vehicle is selected for the scope of this research because its large capability in energy storage could give us more opportunities to apply advanced controls to system under consideration. Secondly, we will concentrate on the following relevant auxiliaries:

- Air Supply System (air compressor + air tank)
- E-PTO (electrical power take-off) (focus on type fridge) and cooling system
- 24V power network with duo suppliers: alternators and converter DC/DC 600V/24VDC

These auxiliaries are proposed to be considered first, other auxiliaries then will be inserted in the studies for the second step according to the needs of projected related to the PhD study.

4 DESCRIPTION OF THE RESEARCH OBJECT

4.1 GLOBAL STRUCTURE

In recent years, VOLVO Group has undertaken the mass-production of Hybrid Electric Vehicle (HEV), and this product shows a good success in the automotive market by its robustness, safety and convenience. Consequently, the concept of a new generation truck (PHEV) has been inspired from this HEV.

The powertrain of the PHEV under consideration is in parallel configuration in which an electric motor (EM) being associated to the internal combustion engine (ICE) can support the ICE by boost or micro boost for the propulsion of the vehicle, and charge the lithium-ion battery in regenerative braking phase. The below figure depicts the architecture of this powertrain with the Electrical Control Units (ECUs) deployment:

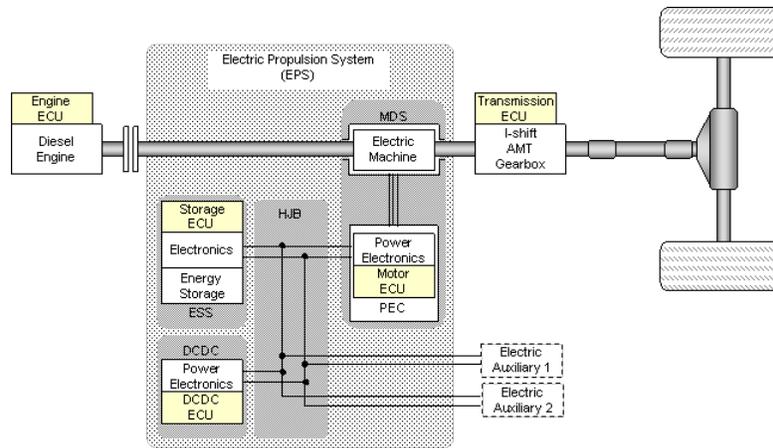


Figure 2 : Powertrain outline and ECUs deployment

The main focus of this thesis is **not** on the vehicle powertrain but is on hybrid zone where components electrified like the Power Steering system, the Air Conditioning system, the 24V network etc. are set-up. All of these electrified auxiliaries have the same energy source-the lithium-ion battery 600VDC. The interface between each component and the battery is a convertor/invertor that is chosen in general by basing on the mission profile of load of each component.

In the prototype of PHEV developed in VOLVO, there are some points different from the conventional HEV, more specifically the implementation of a battery charger in hybrid zone has been added. This new component at standstill, auxiliaries in this network can be supplied not only by the battery ESS, but also by the grid. In this case, the grid will be plugging in the vehicle thought out a relay box.

The above power network is designed as in the following figure with just three electrified auxiliaries: (steering, 24V network, e-PTO), but it could be continued developing by inserting some new components like the air supply system, the air conditioning system and so on.

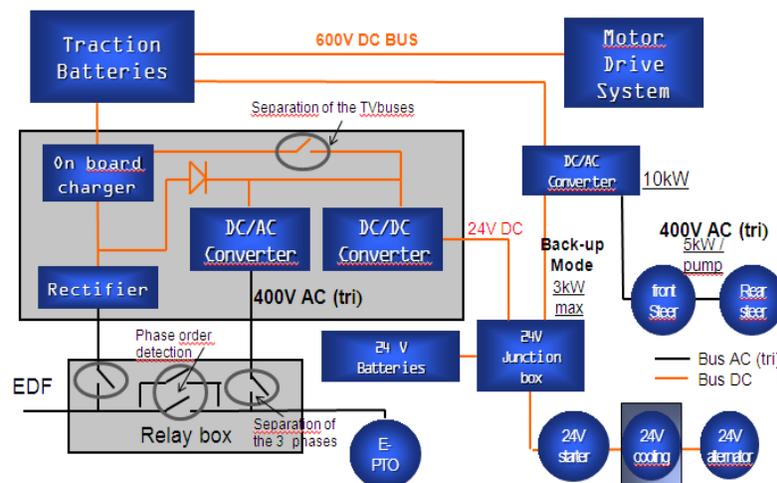


Figure 3 : Electrical Architecture of PHEV prototype in VOLVO

4.2 ELECTRIFIED AUXILIARIES ON SCOPE

In the electrical architecture selected for our system, there are some auxiliaries that are electrified and considered unchangeable for this architecture, like the power steering system, the 24V power network. So we will only mention auxiliaries that are potentials and in scope of electrification but haven't yet considered like a final technology solution in this structure. The meaning and focus of this work are to give a precise analysis in term of energy consumption and controllability of the implementation of each new electrified auxiliary in the concept of PHEV. The results of this work will probably guide the advanced engineering of VOLVO to determine the most efficient and convenient solution for new hybrid vehicle generation. Indeed, two auxiliaries proposed to be studied are: electrical air compressor (dedicating for air supply system), and electrical power take-off (dedicating for the bodybuilder in fridge type). However, the first work realized in this period is just focused on the ASS, so there is no presentation in detail of the e-PTO in this document.

5 ORIENTATION IN RESEARCH OF PHD STUDENT

5.1 RESEARCH TOPIC

Figuring out the research questions for the PhD studies during the first year is important for the next two years, but very difficult because the PhD student doesn't have enough knowledge in research fields relating to the PhD subject. In particular, the balance in adaptation between company requirements and academic demand needs always to be put on the top of the research. From that point of view, the issue of this study has to be analyzed carefully and some following decisions are declared in order to fragment the issue and clarify the solutions. Indeed, the broad issue of the PhD subject will be fragmented into five main research pieces: Modeling, Optimal Control-Distributed Control; Interface between Vehicle control and Powertrain control; Electrical Stability of power network under extreme circumstances and Multi-Objectives. The detailed explanation will be given in the following five research pieces:

5.1.1 FIRST RESEARCH PIECE-MODELING

Auxiliaries on scope of modeling are ASS, e-PTO, DC/DC 600VDC-24VDC. Because the last requirement for this PhD work is to embed the control strategy selected to ECUs, so the level of complication of these models should not be too high in order to be implemented in real-time. The implementation of these models is really important for some types of control like MPC or DMPC etc. Besides, the simulation results are required to give us the power consumption and also the lost energy of auxiliaries during a drive cycle.

5.1.2 SECOND RESEARCH PIECE-OPTIMAL CONTROL& SUPERVISORY CONTROL

Advanced control will be utilized to control the system in the most efficient way. But at first, the system on scope needs to be clarified so that we are not to be confused between the powertrain control and the system to be focused on. Indeed, we will limit the range of system just in the hybrid zone (battery 600VDC with electrified auxiliaries). In addition, the purpose of energy savings leads us to utilize the optimal control in order to (maybe) minimize energy losses of electrified auxiliaries in a driving cycle. In particular, system of multi- auxiliaries will lead us to apply the Distributed Control dedicating for system multi-agents.

5.1.3 THIRD RESEARCH PIECE -INTERFACE BETWEEN POWERTRAIN AND VEHICLE CONTROL

From general point of view, we could not get the global optimal if we just focus on the hybrid zone but don't take into account of the powertrain control. So the idea is that to realize an interface between Vehicle Control and Powertrain Control. One important task is to analyze existent "use-cases" of Powertrain control and these "use cases" need to be presented on a simple way but exploitable by the Vehicle Control Part

5.1.4 FOURTH RESEARCH PIECE -STABILITY OF POWER NETWORK UNDE EXTREME CIRCUMSTANCES

We know that the capacity in charging and discharging of battery is dramatically influenced by the ambient temperature. Indeed if we consider the battery Lithium-Ion utilized in the plug-in hybrid prototype produced in Volvo, the power ability is at its highest performance when the ambient temperature varies in the threshold from 20°C to 50°C, at temperature out of this threshold the ability of the battery is downgraded. In particular, at negative temperature (under -10°C), the start-up phase will need to be carefully considered in view of auxiliaries management because the simultaneous activation of auxiliaries in this phase could result in a remarkable drop of the voltage in power network. This fact will influence negatively not only to the functionality of the system but also to the lifetime of components included.

5.1.5 FIFTH RESEARCH PIECE -MULTI-OBJECTIVES CONTROL

Because one of the two main objectives of this PhD is the problem of electrical stability (particularly, in case of low-temperature, battery ageing etc.), determining which factors between energy management and electrical stability will be privileged under different circumstances will require a specific control law based on multi-objective /decision-makings method to solve this issue.

5.2 DISCUSSION

According to the first research on articles and publications relating to the issues of this PhD Study, we can build an outline in levels of development for this subject (Fig.7). It is based, on one hand, on five main brands which have been presented and discussed in the previous paragraphs, while being expressed in a global hierarchy, on the other hand, that could help the PhD student to determine which research fields should be firstly focused on and proceeded further step-by-step to establish the junctions between all fields in order to reach the vision in details of the entire issue.

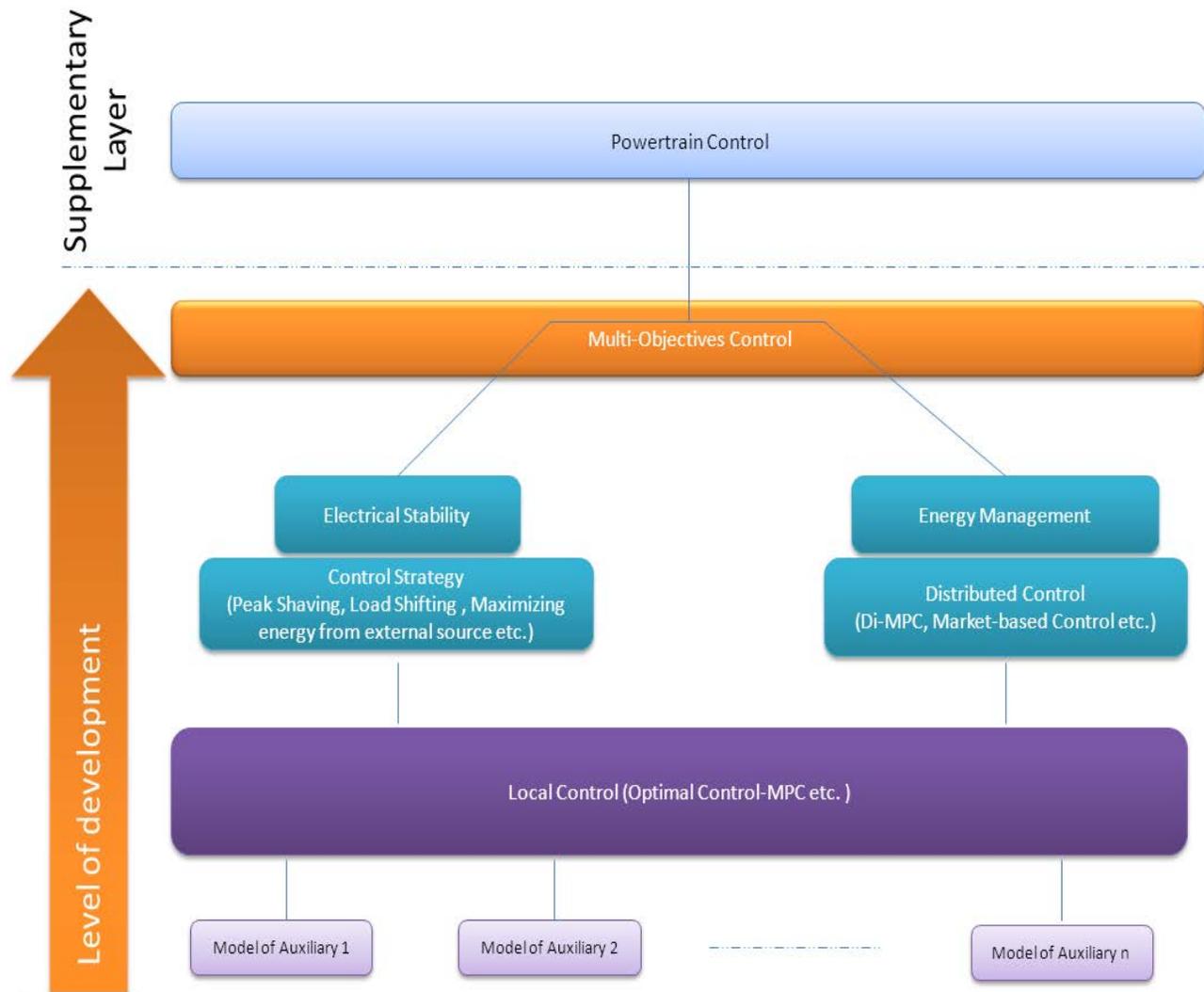


Figure 4: Approach proposed for broad issue with the point of view multi-scales system

The global idea is that there are four main stages in PhD development:

- Modeling of auxiliary system;
- Control strategy dedicating to each auxiliary;
- Control strategy for auxiliary system with two separated brands: one in case of special vehicle operations (low-temperature, regenerative braking with power recuperation limited etc. *(to be defined)*) and one in case of normal vehicle operation;
- Multi-Objectives Control that will maintain the balance/trade-off between Electrical Stability and Energy Management;
- Interface between Powertrain Control and Vehicle Control: Powertrain-Control layer will communicate with the multi-objectives layer so that the last one can give the right decision-makings to lower layers.

However, this multi-layer approach may lead the subject to a new important issue- possibility of online-vehicle implementation of control strategies.

6 START OF THE ART and ANALYSIS

6.1 FIRST RESEARCH PIECE- MODELING

The level of complexity in modeling is always an important question to be posed before beginning building models. In this research, we decide that the model-based-predictive control will be firstly focused on. This approach requires always implementation of simple models of system studied in control law in order to estimate its performance in the future. It is important to define the limits of the models we use, just to reproduce the physical process without too long calculation time [4]. Otherwise, another approach for modeling is proposed when we try to apply the convex optimization method to sizing of powertrain [5]. The models realized by this approach can be also utilized for the control.

Air compressor:

The principle of operation of a screw compressor is presented in a comprehensive way in [1], [2], with a number of mathematical equations describing its physical phenomena and performance. However, in order to adapt to the requirement of PhD subject- creating generalized models of auxiliaries and particularly: embedding the optimal control strategy, it is desirable to build models in the simplest way for the real-time implementation, but have to be built with an acceptable accuracy. The article [3] proposes a simplified dynamic model of oil-flooded twin helical screw compressors driven by a motor electric, which can be directly applied to the simulation platform of the air supply system of hybrid vehicles in Volvo. Some assumptions are forced for this model like negligence of leakage and pressure-losses in pipes and that the oil cycle is not further considered as it has no influences on the dynamic behavior of overall compression process. The correlation between the measurement and model shows that the dynamic behavior of the system is sufficiently approximated.

Other Auxiliaries (e-PTO, Refrigerator, Convertor 600VDC/24VDC): Under work, need to be fulfilled, but in the next period of the PhD study

6.2 SECONDE RESEARCH PIECE - OPTIMAL CONTROL & SUPERVISORY CONTROL

Optimal Control for Powertrain Control Application

Most recent research in energy management for vehicles focus on optimizing the powertrain in order to minimize the fuel consumption while the control strategy for vehicle auxiliaries is overlooked or is less considered. Regarding to the powertrain control, the article [23] classifies and extensively overviews the state-of-the-art control strategies for HEVs. In general, there are two main approaches i.e., rule-based control strategies and optimization-based control strategies. Two representative brands for the rule-based control strategies are: Fuzzy RB presented in [24], [25], [26], [27] and Deterministic RB presented in [30]. Different from rule-based control that is designed based on heuristics, intuition, and human expertise, the optimization-based control is established for finding the global optimal operating points and for real-time implementation by using knowledge of future and past power demands.

In global optimization trends, there are many articles focusing on the Dynamic Programming (DP). First application of DP to HEV energy management appears to have been reported by Brahma, et al., in [28]. The article by Sciarretta and Guzzella [29] surveys more recent applications of DDP and other methods to HEV energy management. But as the future cannot be known in advance in normal driving conditions and DP is computationally demanding when a long horizon is considered, so this algorithm has been used mainly as benchmarks. One extension of DP that could overcome this drawback is Stochastic Dynamic Programming (SDP). This method has been proposed by Kolmanovsky et al. in [31]. The main advantage of SDP over DDP is that the control policies

resulting from SDP are time and specific drive-cycle independent and, therefore, may be considered more implementable. SDP is also considered and analyzed in [\[32\]](#) and [\[33\]](#).

Concerning real-time optimization, one of the most popular methods utilized for powertrain control applications is the equivalent consumption minimization strategy (ECMS) based itself on the Pontryagin's Maximum Principle (PMP). ECMS method is mentioned in articles [\[34\]](#), [\[35\]](#): as the electrical energy available depends on the battery SOC, it is pondered by an equivalence factor which represents the "price" of electrical energy. The lower the SOC is, the most "expensive" electrical energy is. Finally both energies are summed up and the result is known as the Hamiltonian: $H = P_{fuel} + s \cdot P_{elec}$. Hence the aim is to find the operating point which gives the minimum H, so the minimum energy. There are also some extensions of ECMS like Ruled-based ECMS [\[36\]](#) and Adaptive-ECMS [\[37\]](#) that are proposed in order to facilitate the implementation of this method.

Moreover, dedicating only to PHEV, the article [\[22\]](#) proposes a new classification of powertrain control for PHEVs. They are the following: 1) all-electric + conventional/hybrid; 2) rule-based blended; and 3) optimization-based blended control strategies.

Optimal control for Electrical Power network in vehicle

The optimal control strategies applied to the electric power system in vehicle are less considered in automotive research than it should be. [\[38\]](#), [\[39\]](#) of DENSO CORP. could be the first articles mentioning to the power management of electric loads in vehicle. However, the approach proposed is just focused on stability of electric bus voltage, on interface between electrical power-network control system and vehicle torque control system but isn't based on any mathematical solutions.

Optimal Control focusing on Predictive control

As the PhD study is focusing mainly on the control dedicating to vehicle auxiliaries, so the first approach to the broad issue could be to apply the optimal control on each auxiliary of the system under consideration. One of the control technique privileged in this PhD thesis is the predictive control. The promising benefit of this kind of optimal control strategy is confirmed, e.g in [\[40\]](#) by FORD MOTO. For the basic knowledge of predictive control, we can consult [\[41\]-\[45\]](#). In fact, there are some brands of predictive control like Predictive Functional Control (PFC), Model-Based Predictive Control (MPC), Generalized Predictive Control (GPC) and Explicit Predictive Control (Ex-MPC), but for the purpose and the requirements of this PhD thesis (minimizing the fuel consumption and possibility of on-line implementation), we will focus firstly on two kinds of predictive control: MPC and Ex-MPC. Some applications of MPC on energy management for powertrain are shown in [\[46\]](#), [\[47\]](#). Otherwise, an application (not in the automobile sector) with utilization of Ex-MPC for gas-liquid separation plant is designed and experimentally tested in [\[48\]](#).

Supervisory Control on auxiliary system:

When we consider a multi-auxiliaries system in control, we need a supervisory framework that can cover all the local controls of auxiliaries in the system considered and have a homogenous communication protocol between local auxiliary controls. This upper layer control could be based on the market-based control in which the energy transferred among auxiliaries is considered like goods sold and purchased in a market. Indeed, this approach is popular in power distribution field and we can find its applications in [\[49\]](#), [\[50\]](#), and [\[51\]](#). As market-based control is based on microeconomic, so it related strictly to the definition of Nash's equilibrium [\[52\]](#), [\[53\]](#). One notion that could give more value to market-based control in term of global optimization is the game theory. Several articles that show the design of game theory for distributed control (general case of market-based control) are [\[54\]-\[59\]](#).

Otherwise, there are also ideas proposing to apply the predictive control to a multi-auxiliary system in order to reach an approximately global optimization and we can also find them in other research fields, out of automobile

sector. In [60], authors try to design a supervisory control system via model predictive control which computes the power references for the wind and solar sub-systems ("free" external energy resources) at each sampling time while minimizing a suitable cost function. The architecture of this controller is developed in centralized power plants with just one control system for two subsystems (Wind/Solar) and it could be called Centralized MPC. Moreover, the article [61] that is the update in control strategy of the article [60] emphasized that the centralized nature of the supervisory MPC architecture may impede its potential for large-scale implementation, so authors proposed us an approach of distributed supervisory model predictive control system for optimal management and operation of distributed wind and solar energy generation systems integrated into the electrical grid. Two methods for this distributed MPC utilized in this article are: Sequential Distributed Supervisory MPC and Iterative Distributed Supervisory MPC. The results of simulation show that the centralized MPC provides the lowest performance cost than the Distributed MPC proposed. With the results in [60], [61], we can orient the research to Distributed Model Predictive Control. Some surveys and assessments that give the brief definition/structure, propriety and limitation of this control strategy-Di-MPC are presented in the following: [62], [63]. Other applications of Di-MPC are presented in [64], [65], and [66]. However, this method hasn't been mature yet, so the focusing on its robustness and stability could be one of the main research questions for PhD student.

6.3 THIRD RESEARCH PIECE - INTERFACE BETWEEN POWERTRAIN CONTROL & VEHICLE CONTROL

In the previous paragraph, we show that most of applications of the existing energy management methods focus on the powertrain control while the problems on auxiliaries control are less considered. However, some results of test on vehicle realized inside VOLVO GROUPE show that we cannot skip the energy consumption of vehicle auxiliaries and an energy management dedicating to them will be necessary. Indeed, according to [7] and [8], a truck of 210hp 4x2 running on 4 different drives cycles: Inner-city, Suburban, Highway and Mountain with 4 auxiliaries activated: (A/C compressor, air compressor, cooling fan and steering fan) has fuel consumption on auxiliaries varying from 3.34% to 4.13%. Likewise, a 280hp 4x2 on test with 7 auxiliaries activated (A/C compressor, air compressor, cooling fan, steering pump, coolant pump, alternator and oil pump) has auxiliaries' energy consumption in average 10.6-11.7%.

Focusing on vehicle auxiliary system, the PhD thesis [6] has given a global point of view on modeling/simulation of auxiliaries on bus and proposed also some control strategies to improve the energy savings. The conclusion of this PhD thesis is that: "auxiliary systems are not in focus when it comes to energy consumption optimization of vehicles". This reason comes from probably the topology of a conventional vehicle where almost auxiliaries are coupled with the ICE; consequently the potential benefits of control strategies for auxiliary systems are really limited, particularly in power shaving and regenerative braking. Otherwise, the author confirms that with the topology of HEV driveline- where an electrical motor and a Lithium-ion battery of high capacity are inserted, the remaining energy savings potential will be hidden in auxiliary systems. This conclusion will be more reasonable while the possibility of auxiliary electrification is more relevant. But this means also that while concentrating on auxiliary systems; we need to analyze also the hybrid powertrain controls. It will help us in avoiding any conflicts between Vehicle and Powertrain control; and moreover, in giving the possibility of reaching the global optimization.

One idea to establish the interface between Powertrain and Vehicle control is on improvement of energy management during regenerative braking phase. The simulation realized in [9] shows that the driver with the lowest deceleration rate is the one which saves most fuel. In term of power, the higher the deceleration rate the more braking power will be required. However in a hybrid vehicle the amount of free energy which the ESS can capture is limited by the maximal power of the EPS. In other terms, if a high braking power is applied to the vehicle, part of this energy will not be recovered since the EPS can only handle a limited power. This explains why the higher the deceleration rates

the less fuel economy. A solution for this issue is mentioned in [\[10\]](#) where the authors propose a new approach basing on a combination of a predictive reference signal generator (p-RSG) and a non-predictive reference tracking controller for the battery Soc. The issue of this article comes from the fact that the constant reference SOC value requested by ECMS method can imply some losses of free energy because of the reaching of SOC to its upper limit during braking phase. So the variation of the SOC reference will be necessary in this case and it will be control by the predictive reference signal generator (p-RSG). This reference signal requests that the SOC of the battery is lowered by the ECMS before some important recuperation phases occur. This ensures that most of the available energy can be recuperated. We can list this case study in the fourth research piece also (stability of power net under extreme circumstances).

6.4 FOURTH RESEARCH PIECE - STABILITY OF POWER NET UNDER EXTREME CIRCUMSTANCES

This research piece concerns the energy management in case of low ability power supply. Indeed, at low temperature, the battery ability decreases dramatically. Consequently auxiliaries of the vehicle need to be activated/deactivated on time so that the power requests to buffers and free sources don't exceed their ability. This issue is mentioned in several articles [\[18\]](#), [\[19\]](#), [\[20\]](#) under these terms: "peak load shaving", "load shedding/load shifting" and so on.

6.5 FIFTH RESEARCH PIECE -MULTI-OBJECTIVE

With analysis in second and fourth research piece, we understand that the optimization in energy management and stability of power net cannot be assured simultaneously, so it is necessary to have a trade-off between these two issues. The multi-objective optimization can be applied in energy management of the vehicle auxiliary system while auxiliaries with peak power request and high prioritization like power steering interprets in the system.

The objective of multi-objective is to figure out the optimal solution when we try to optimize several objectives at the same time. To obtain the optimal solution, there will be a set of optimal trade-offs between conflicts objectives [\[11\]](#). Such an optimal solution is called Pareto optimal and the entire set of such optimal trade-offs solutions is called Pareto optimal set. In [\[11\]](#), [\[14\]](#), [\[15\]](#), the authors present comprehensive overviews, discussions on multi-objective optimization and some of other advantages of having evolutionary algorithms that is robust and easy to implement.

Regarding to applications of multi-objective optimization, [\[12\]](#) proposes a design of the energy management for tramways, which can be seen as a multi-objective optimization problem with the objectives to "minimize line peak power" and "minimize energy consumption". Another application of multi-objective optimization is presented in [\[13\]](#) where algorithm is designed for the management of a hybrid energy storage module in a rail-bound vehicle in order to optimize simultaneously maximizing the power reserve to maintain robust against unexpected power peaks and minimizing the deterioration of the storages have to be optimized simultaneously. Beside these applications on tram, another application dedicating to HEV is presented in [\[17\]](#). The design optimization proposed aims at simultaneous improving fuel economy and reducing the emissions by basing on the non-dominated sorting genetic algorithms II (NSGAI). Focusing also on HEV, in [\[16\]](#), it is proposed that the overall optimal design problem has to consider multiple objectives, such as fuel consumption, reduction in electrical energy stored, and the 'driveability' of the vehicle. Numerical results show improvement when considering multiple objectives and simultaneous optimization of both drive train and driving strategy.

7 REALIZED WORK:

7.1 ELECTRICAL AIR COMPRESSOR ANALYSIS

7.1.1 GLOBAL DESCRIPTION:

In general, the main purpose of the air supply system in a truck is using the compressor to store pressurized air into air tanks so that the system can supply air to pneumatic components like braking system, suspension system et gear-box transmission etc. when these components are activated during the drive cycle.

From the hardware point of view, the electrified air supply system is different from the conventional (mechanical) solution just in the air compressor. Indeed, the mechanical compressor is always coupled with the ICE by belt or clutch, but with the electrical compressor, this mechanical link can be eliminated and replaced by electrical link- direct supply by the battery lithium-ion 600VDC. During the running mode, the inverter converts 600VDV to 400VAC to rotate the electrical motor. Under the rotation drag of EM, the screw compressor will pressurize air into air tanks.

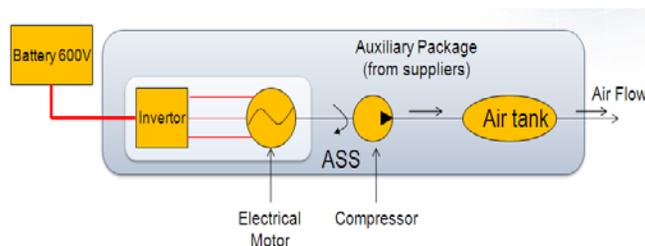


Figure 5 : Air Supply System Concept

The technology selected for the electrical compressor is an oil flooded twin helical screw compressor which has been implemented in a hybrid bus of VBC. According to the engineering analysis, this solution is well adapted to hybrid truck applications. In particular, under the development and utilization of this solution in VBC, the maturity of its technology readiness level is guaranteed. That's why this kind of compressor is selected. The description of this component is given in APPENDIX.

7.1.2 AIR PRODUCTION MANAGEMENT

The control strategy applied to the air supply system is based currently on the bang-bang control. Indeed, the air pressure in the air tanks is maintained inside a pressure range. It means that when the pressure decreases to the minimum pressure value, the screw compressor will be activated in order to supply air to air-tanks, and in contrary, the screw compressor will be deactivated when the pressure is reached to the maximum admissible value. These limits are changeable during a drive cycle.

Definition of CUT IN & CUT OFF:

The compression phases depend on the Air Pressure in the air tanks. Indeed, if the air pressure is less than or equal to the CUT IN value then the APM starts the compression phase. If the air pressure is greater than or equal to the CUT OFF value then the APM stops the compression phase.

Overrun mode:

This mode detects the engine brake phase (because during engine brake phases, compression phases are "free") and changes the CUT IN and CUT OFF values during these phases in order to bring out compression phases.

Control In a HEV:

In a conventional hybrid vehicle, the compressor is coupled with the ICE, so the functionality of the air compression depends dramatically on the activation/deactivation of the ICE. Indeed, the rotation speed of the compressor is proportional to the engine speed, but to avoid the compressed air production when air tanks are pressured (pressure = or beyond CUT OFF), a bypass-valve is opened to stop the power consumption due to air compression. Notice that when this valve is opened, compressor is still driven by the engine and consume power. That is the drag of the compressor.

When ICE is ON (Hybrid mode):

APM can request start/stop of the compression phase so that the pressure inside air tanks always varies in the interval [CUT IN CUT OFF]. I.e., in case that the air pressure is under the CUT IN, APM lets the compressor pressurizes air into air tanks, and in case that the air pressure is above the CUT OFF, APM demands the compressor to stop the compression phase.

When ICE is OFF (Full Electric Mode or ICE running Idle):

In powertrain *full electric mode*, the engine is not running, air production happens only during the braking phase in this powertrain mode. If the free energy from this braking phase is not enough to keep the air pressure in interval [ICERunning_Activation_Threshold CUTOFF], APM will send a signal "ICE Running Demand" to HIOM in order to turn on ICE

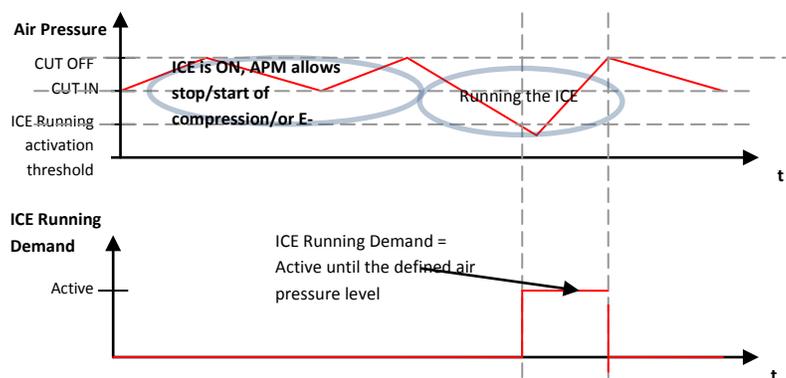


Figure 6 : Variation of air pressure inside air tanks

In powertrain mode ICE running Idle, if APM still allows the compression phase but the ICE cannot supply enough air compressed and the air pressure in air tanks reaches the value of ICE Running activation threshold, consequently APM sends a request to increase the ICE speed (TBV)

Control in the vehicle studied:

If the compressed air system is in mechanical mode, its control will be completely the same as in case of conventional hybrid vehicle. If the compressed air system is in electrical mode, its control is not presently defined and still in development at VOLVO.

7.1.3 EFFICIENCY ANALYSIS OD THE AIR COMPRESSOR

Air compressor has an important amount of loss in Conventional hybrid vehicle: On the figure below, we can see the consumption of the standard air compressor. The air compressor is permanently driven by ICE and to avoid the compressed air production when air tanks are pressured, there is a bypass: a valve is opened to stop the power consumption due to air compression. But when this valve is open, pistons are still driven and consume power. That is the drag of the compressor.

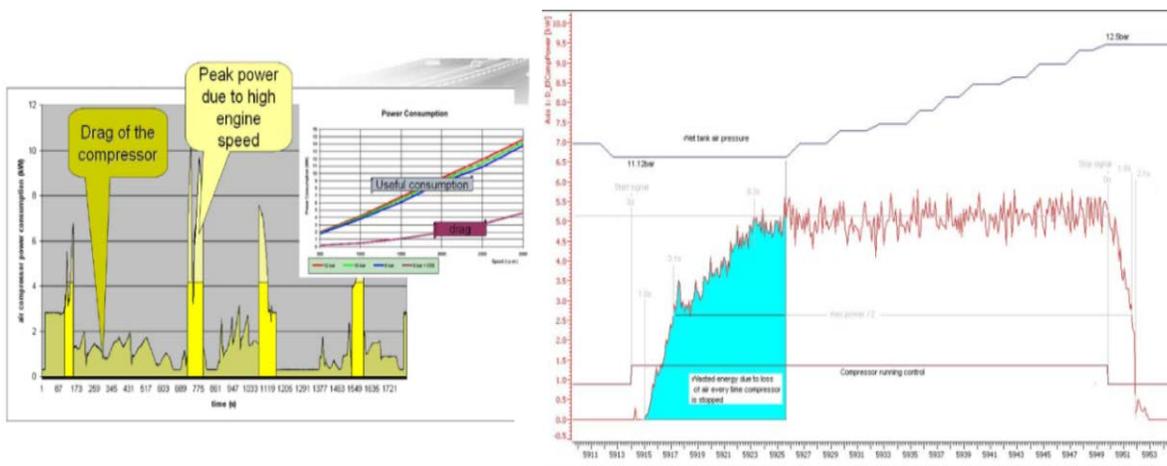


Figure 7: Power loss in Air Supply System

On top of losses coming from the electrical-mechanical conversion, 20% of the energy consumed cannot be used to supply pressured air as shown above. This loss comes from the phase of starting the electrical motor and intern compression of the air compressor. Indeed, to open a valve between the air compressor-APM (or outlet chamber of air compressor) and the air tank, the pressure inside the APM must at least reach the value of pressure of the air tank. So this constraint leads to a loss each time, air is compressed. Moreover during compressor stop phases the air in the APM is released, then at each start, energy is also lost to reach the minimum pressure level.

7.2 MODELING OF ASS

As explained in the previous paragraphs, we repeat that all models built in this PhD thesis are simple enough to be able to be embedded, so models will be mostly based on their characteristic maps given by suppliers. The sophisticated point in this modeling is the limitation in knowledge of control law utilized by suppliers. Indeed, in this system, the control strategy of the inverter/electrical motor package is implemented by the supplier of these components, but we cannot get the access to this information. It implies us to put some assumptions to simplify the

identification part of the modeling. For example, we assumed that the inverter/motor package with its own control law can be represented by a second order transfer function; moreover, in order to simplify air equations in the air tank, we have considered air as a perfect gas and cartographies have been used to model the air production of the compressor according to the component conditions (speed, inlet pressure, outlet pressure, etc.). Up to now, the basic control strategy has been implemented.

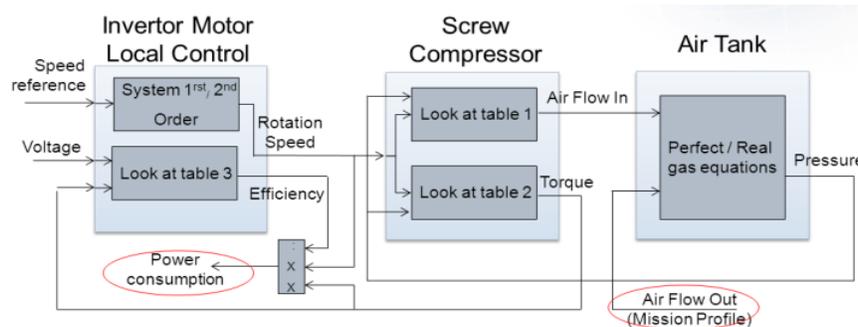


Figure 8: Bloc-scheme of ASS model

As expected, the simulation results show that ASS begins compressing air in air tank while the pressure decreases under the CUTIN value and while the pressure in air tank reaches the CUT OFF value, the compression phase is stopped. The below figure presents the results of simulation:

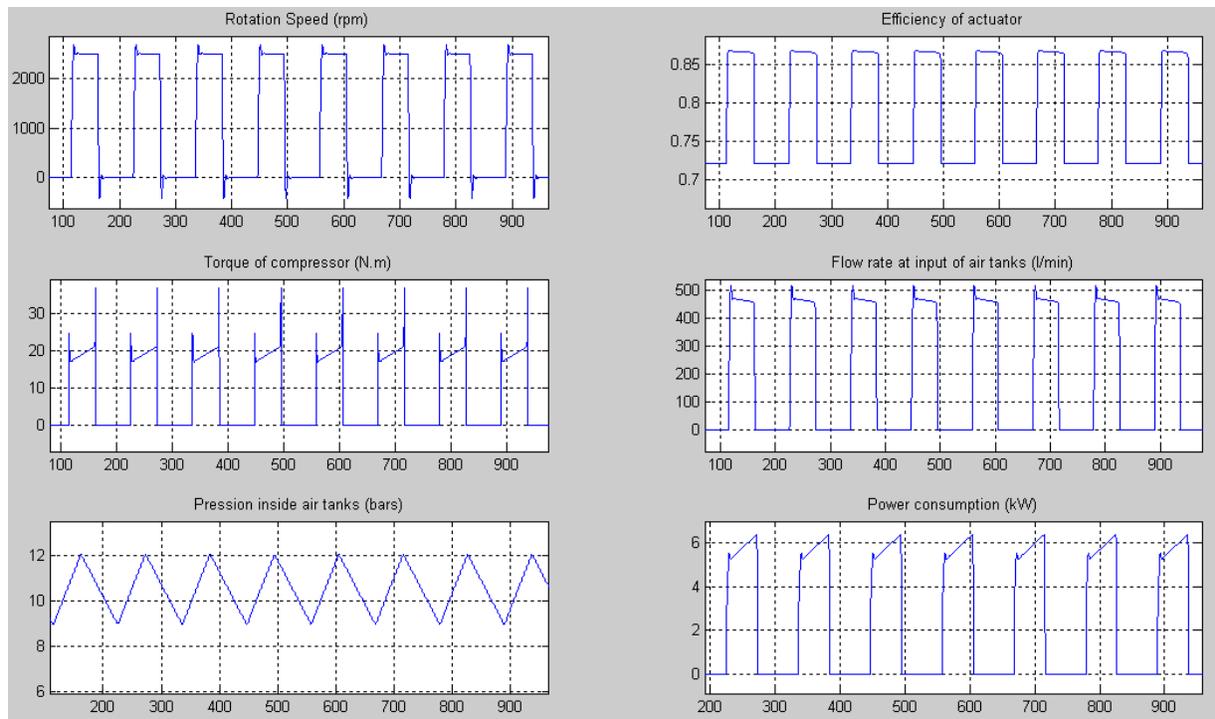


Figure 9: Results of simulation

8 DISCUSSION/ CONCLUSION:

8.1 PROCESS OF THE PHD

Two main missions during my PhD study are the implementation of the most efficient control strategy in term of energy management combining with electrical stability, and establishing an interface between Vehicle Control and Powertrain Control. In order to reach these objectives, the ideas gained from the study on state-of-the-art on control strategies and from mappings on potential electrified auxiliaries/powertrain controls will feed the modeling/simulation and interface-establishing step. The last step will focus on the embedding of the selected control strategy on ECUs and testing it on vehicle.

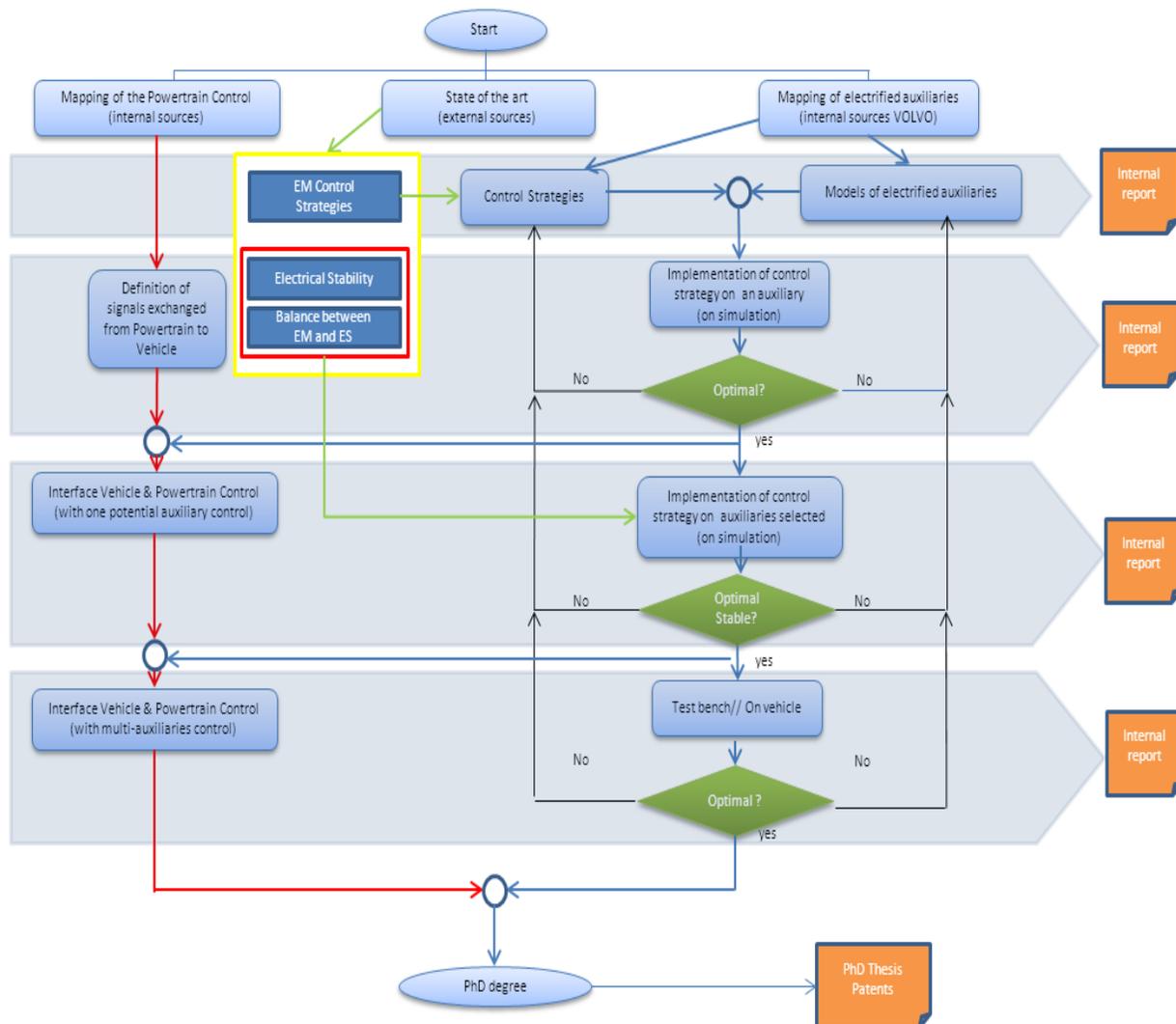


Figure 10: Process of the PhD

Notice: The control strategy privileged in the first step of the PhD is the predictive control MPC. If this strategy is well adapted to the objective of energy saving when applied to one potential auxiliary, it will be expanded to a distributed-model-based-predictive-control (Di-MPC). And in this case, the research will focus on the robustness of Di-MPC.

8.2 FUTURE WORKS

The state of the art will be realized throughout the three years of the PhD, but the development for the framework of broad issue need to have a chronological planning in order to assure the working rhythm. Apart of this planning is presented in the below figure:

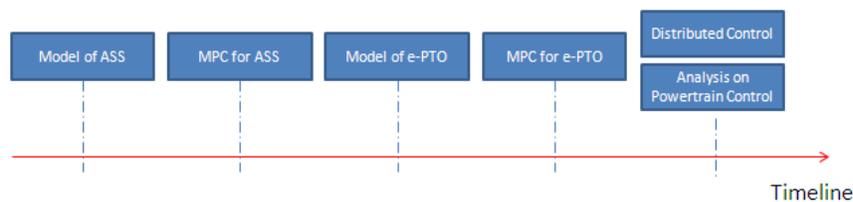


Figure 11: Tasks in short term

While we finish the modeling of ASS, we will try to implement the MPC (or another optimal control) to ASS model. In order to implement this control strategy in the system, the cost function is needed to be defined. With the first analysis on system, it could be the power loss of ASS during an entire cycle, which will be minimized by the control law. After this first step dedicating to ASS, the same approach in modeling and control strategy implementation will be applied to the other auxiliaries like e-PTO.

In the second step, we will focus on putting these auxiliaries with their own optimal control together and developing a supervisory control for this auxiliary system. Therefore, we will realize the Supervisory Control and the Analysis on Powertrain Control in the same time (Fig.11) because the first one will be fed by information coming from the second one. The Electrical Stability brand (Fig.10) will be realized while the Energy Management brand and its link with Powertrain Control will be completed.

9 REFERENCES:

- [1] STOSIC N. et al., "Screw Compressors, Mathematics Modeling and Performance Calculation", Softcover reprint of hardcover 1st ed. 2005 edition (November 9, 2010)
- [2] PAUL C. HANLON, "Compressor Handbook", McGraw-Hill Professional; 1 edition (January 12, 2001).
- [3] SUSANNE V. et al., "Dynamic modeling of compressors illustrated by an oil-flooded twin helical screw compressor", *Mechatronics*, Volume 21, Issue 1, February 2011, Pages 77-84
- [4] SANS M., "Global Predictive and Optimal Control Applied to Automotive Engine Management", SAE Technical Paper 981058, 1998
- [5] NIKOLOCE M., "Optimal Powertrain Dimensioning and Potential Assessment of Hybrid Electric Vehicles", PhD thesis, Chalmers University of Technology, 2012
- [6] CHRISTIAN A., "On auxiliary systems in commercial vehicles", PhD thesis, 2004, Lund University
- [7] VOLVO 3P, "Power consumption measurements of auxiliaries on Premium Distribution DXi7 280 hp €4 on urban distribution cycle, and impact on fuel consumption", Engineering Report, 2007
- [8] VOLVO Ageo, "Power consumption measurements of auxiliaries on G201 Condor J07E-TE 210 hp, analysis of their impact on fuel consumption, and estimation of the potential for energy recovery.", Engineering Report 2010
- [9] VOLVO Advanced Engineering, "EPS components sizing for MHD EUR application", Engineering Report 2011
- [10] GUZZELLA .L et al.; "Predictive Reference Signal Generator for Hybrid Electric Vehicles"; *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, Volume: 58 Issue: 9 Page(s): 4730 – 4740, Nov. 2009
- [11] ABRAHAM et al.; "Evolutionary Multi-objective Evolutionary ", 1st Edition, 2005, XVIII, 302 p. 173 illus, Springer
- [12] KNOKE T. et al., "Energy Management for an Onboard Storage System Based on Multi-Objective Optimization", *IEEE Industrial Electronics, IECON 2006 - 32nd Annual Conference on*, Page(s): 4677 - 4682, 6-10 Nov. 2006
- [13] BOXNICK S. et al., "Multi-objective Search for the Management of a Hybrid Energy Storage System", *Industrial Informatics (INDIN)*, 2010 8th IEEE International Conference on, Page(s): 745 - 750 13-16 July 2010,
- [14] C. A. Coello Coello, "Comprehensive Survey of Evolutionary-Based Multi-objective Optimization Techniques, Knowledge and Information Systems.", *An International Journal*, 1(3):269–308, 1999
- [15] K. Deb, "Multi-objective Optimization using Evolutionary Algorithms", Wiley Inter-science Series in Systems & Optimization, 518 pages, John Wiley & Sons Ltd, UK, 2001
- [16] COOK R. et al., "Multi-objective Optimization of a Hybrid Electric Vehicle: Drive Train and Driving Strategy", *Lecture Notes in Computer Science*, Volume 4403/2007, Springer, 2007
- [17] FANG L. et al., "Simultaneous Optimization for Hybrid Electric Vehicle Parameters Based on Multi-Objective Genetic Algorithms", *Energies 2011*, 4(3), 532-544

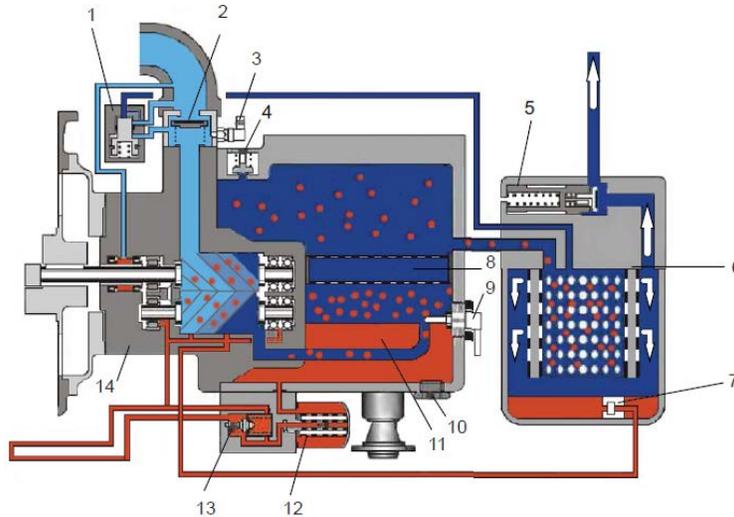
- [18] OUDALOV Al. et al., "Sizing and Optimal Operation of Battery Energy Storage System for Peak Shaving Application", Power Tech, 2007 IEEE Lausanne, Page(s): 621 – 625, 1-5 July 2007
- [19] HYDRO Halton Hills, "Study on Load Shifting", 2007
- [20] YEUNG Ph. Et al., "Reducing Energy Costs with Peak Shaving in Industrial Environments", SCHEINDER Electric, Asia Pacific Business Development Power Monitoring & Control, 2007
- [21] GURKAYNAK Y. et al., "State of the Art Power Management Algorithms for Hybrid Electric Vehicles", Vehicle Power and Propulsion Conference, 2009. VPPC'09. Page(s): 388 - 394
- [22] EMADI A. et al., "Classification and Review of Control Strategies for Plug-In Hybrid Electric Vehicles", Vehicular Technology, IEEE Transactions on, Volume: 60 Issues: 1, Page(s): 111 - 122
- [23] SALMASI F.R., "Control Strategies for Hybrid Electric Vehicles: Evolution, Classification, Comparison, and Future Trends", Vehicular Technology, IEEE Transactions on, Volume: 56 , Issue: 5, Page(s): 2393 – 2404, Sept. 2007
- [24] LEE et al., "Fuzzy-logic-based torque control strategy for parallel-type hybrid electric vehicle," Industrial Electronics, IEEE Transactions on, Volume: 45 Issue: 4, Page(s): 625 – 632, Aug. 1998.
- [25] SCHOUTEN N.J. et al., "Fuzzy logic control for parallel hybrid vehicles," *IEEE Trans. Control Syst. Technol.*, vol. 10, no. 3, pp. 460–468, May 2002.
- [26] LANGARI R. et al., "Intelligent energy management agent for a parallel hybrid vehicle—Part I: System architecture and design of the driving situation identification process," Vehicular Technology, IEEE Transactions on Volume: 54 Issue: 3 Page(s): 925 – 934, May 2005.
- [27] LANGARI et al., "Intelligent energy management agent for a parallel hybrid vehicle—Part II: Torque distribution, charge sustenance strategies, and performance results," Vehicular Technology, IEEE Transactions on, Volume: 54 Issue: 3 Page(s): 935 - 953 May 2005.
- [28] BRAHMA A. et al., "*Optimal energy management in series hybrid electric vehicle*", Proceedings of the American Control "Conference, Chicago, Illinois, 2000.
- [29] GUZZELLA, L. and SCIARRETTA, A., "*Control of Hybrid Electric Vehicles*", Control Systems Magazine, vol. 27, no. 2, p. 60-70, April 2007
- [30] PHILLIPS A. M. et al., "Vehicle system controller design for a hybrid electric vehicle," in *Proc. IEEE Int. Conf. Control Appl.*, 2000
- [31] KOLMANOVSKY et al., *Optimization of powertrain operating policies for feasibility assessment and calibration: Stochastic dynamic programming approach*, Proceedings of 2002 American Control Conference, 2002.
- [32] LIN, C., PENG, H., and GRIZZLE, J., *A stochastic control strategy for hybrid electric vehicles*, Proceedings of 2004 American Control Conference, Boston, Massachusetts, pp. 4710-4715, 2007
- [33] JOHANNESSON, L., ASBOGARD, M., and EGARDT, B., "*Assessing the potential of predictive control for hybrid vehicle powertrains using stochastic dynamic programming*", Intelligent Transportation Systems, IEEE Transactions on, Volume: 8, Issue: 1, Page(s): 71 – 83, March 2007

- [34] A. SCIARRETTA, M. BACK, and L. GUZZELLA, "Optimal control of parallel hybrid electric vehicles", Control Systems Technology, IEEE Transactions on, Volume: 12, Issue: 3, Page(s): 352 – 363, May 2004.
- [35] ROUSSEAU G. et al., "Design Optimization and Optimal Control for Hybrid Vehicles", International Conference on Engineering Optimization- EngOpt 2008
- [36] HOFMAN T. et al., "Rule-Based Equivalent Fuel Consumption Minimization Strategies for Hybrid Vehicles", Proceedings of the 17th IFAC World Congress, Volume: 17, Part: 1, 2008
- [37] MUSARDO C. et al., "A-ECMS: An adaptive algorithm for hybrid electric vehicle energy management", Decision and Control, 2005 and 2005 European Control Conference. CDC-ECC '05. 44th IEEE Conference on, Page(s): 1816 – 1823, 12-15 Dec. 2005
- [38] TANI K. et al., "Concept of Vehicle Electric Power Flow Management System (VEF)", SAE International 2004
- [39] TANI K. et al., "Optimal Control of Plural Power Supply Systems with Vehicle Electric Power Flow Management System (VEF)", SAE International 2006
- [40] DIMITAR P. Filev et al., "A Perspective on Research Directions for Control in Automotive Cyber-Physical Systems", Survey 2008
- [41] SANS M., "Global Predictive and Optimal Control Applied to Automotive Engine Management", SAE International 1998
- [42] RICHALET, "La commande Prédictive", Book 2002
- [43] RAWLINGS J.B., "Tutorial overview of Model Predictive Control", Control Systems, IEEE, Volume: 20, Page(s): 38 – 52, Jun 2000.
- [44] BEMPORAD A., "Model Predictive Control Design: New Trends and Tools", Decision and Control, 2006 45th IEEE Conference on, Page(s): 6678 – 6683, 13-15 Dec. 2006
- [45] MACIEJOWSKI J.M., "Predictive control with constraints", 352 pages, Prentice Hall, Edition: 1 (6 juin 2001)
- [46] KERMANI S. et al., "Predictive energy management for hybrid vehicle", Control Engineering Practice, Volume 20, Issue 4, Pages 408-420, April 2012
- [47] KOLMANOVSKY et al., "MPC – Based Energy Management of Power-Split Hybrid Electric Vehicle", Control Systems Technology, IEEE Transactions on, Volume: 20, Issue: 3, Page(s): 593 - 603
- [48] GRANCHAROVA A., "Explicit model predictive control of gas-liquid separation plant", Computers & Chemical Engineering Volume 28, Issue 12, Pages 2481-2491, 15 November 2004
- [49] SCHRAGE D. and al., "A market-based optimization approach to sensor and resource management", Proceedings of SPIE Defense & Security, vol. 6229, Orlando, FL (April)
- [50] SEKOU S. Crawford et al., «Power Management in Regenerative Life Support Systems Using Market-Based Control», SAE international 30th International Conference on Environmental Systems, Toulouse, France, July 10-13 2012

- [51] PER C., "Algorithms for Electronic Power Market", PhD thesis, Uppsala University, 2004
- [52] NYENG P., "System Integration of Distributed Energy Resources, ICT, Ancillary Services, and Markets", PhD thesis, Technical University of Denmark, July 2010
- [53] YGGE Fr., "Market-Oriented Programming and its Application to Power Load Management", PhD thesis 1998
- [54] MICHAEL J.GIELNIAK and al., "Power Management Strategy Based on Game Theory for Fuel Cell Hybrid Electric Vehicles", IEEE 60th, 2004
- [55] HISCH .T, "Game theory and Distributed Systems", Dec. 2006
- [56] RANTZER A., "Using Game Theory for Distributed Control Engineering", Games 2008, 3rd World Congress of the Game Theory Society
- [57] DEXTREIT C. et al., "Hybrid Electric Vehicle Energy Management Using Game Theory", SAE International, 2004
- [58] TOUATI C., "The use of Game Theory for Resource Sharing in Large Distributed Systems" , INRIA , LIG laboratory, July 2007
- [59] RAGAVENDRAN G., "An architectural view of Game Theoretic Control", ACM SIGMETRICS Performance Evaluation Review, Volume 38 Issue 3, Pages 31-36, December 2010
- [60] WEI .Q et al.; "Supervisory Predictive Control of Standalone Wind/Solar Energy Generation Systems", Control Systems Technology, IEEE Transactions on, Volume: 19, Issue: 1, Page(s): 199 – 207, Jan. 2011
- [61] WEI .Q et Al.; "Distributed Supervisory Predictive Control of Distributed Wind and Solar Energy Systems"; Control Systems Technology, IEEE Transactions on , Volume: PP, Issue: 99, Page(s): 1 – 9, 2012
- [62] BRUCE H. K. et al., « Distributed Model Predictive Control », Proceedings of the American Control Conference, 2001
- [63] RAWLINGS J.B et al., « Distributed model predictive control of large-scale systems", NMPC Workshop, Germany, 2005
- [64] MOROSAN P. D. et al., « Distributed model predictive control based on Benders' decomposition applied to multisource multi-zone building temperature regulation", Decision and Control (CDC), 2010 49th IEEE Conference on, Page(s): 3914 – 3919, 15-17 Dec. 2010
- [65] BOURDAIS R. et al., "Distributed predictive control for complex hybrid system. The Refrigeration System example", 12th IFAC Symposium on Large Scale Systems: Theory and Applications (2010) , Large Scale Complex Systems Theory and Applications, Volume: 9, Part: 1, 2010
- [66] LEIRENS S. et al. "Coordination in urban water supply networks using distributed model predictive control", Technical Report, Delft University of Technology, 2010

APPENDIX:

➤ Mechanical Structure of the oil-flooded twin helical screws:



- | | | |
|---------------------------|------------------------|--------------------------|
| 1 Relief valve | 6 Oil trap | 11 Oil level in oil sump |
| 2 Air intake check valve | 7 Oil return pipe | 12 Oil filter |
| 3 Starting release switch | 8 Coarse oil separator | 13 Thermostat |
| 4 Safety valve | 9 Temperature switch | 14 Screw block |
| 5 Minimum pressure valve | 10 Oil drain plug | |

➤ Technical Description of the Screw Compressor:

	Screw compressor
Technology	Screw
Pressure (Bars)	12.5 Bars
Power consumption	5.5 KW
Air flow (L/min)	465 L/min
Supply Voltage (V)	400V AC
Weight (Kg)	38kg
Dimension (mm)	350x450x380 without motor
Rotation speed (tr / min)	1500 to 4000 rpm
Duration life	10 years
Max temperature in outlet compressor	95°C
Ambient temperature	of -25°C to 85°C max
Noise (dB)	72dB
Start number / hour	50
Duty cycle	25% to 100%
Cooling type	Water
Cooling temperature	-25°C à 70°C
Comment	This compressor is already installed on Hybrid Bus in Sweden
Cost (€)	1700 €





Laboratoire Ampère
Université Lyon 1, bât. Omega
43 bd du 11 Novembre 1918
F-69622 Villeurbanne Cedex
France
E-Mail : remy.ouaida@etu.univ-lyon1.fr

Mémoire de fin de première année
*Etude et extension des performances des
modules de puissance embarquant des
composants SiC avec estimateur de
vieillessement*

Rémy OUAIDA

30 Juin 2012

Introduction	3
1 Sujet de thèse	5
1.1 Présentation	5
1.2 Contexte	5
1.3 Application	6
2 Généralité	7
2.1 Transistor SiC : États de l’art	7
2.1.1 Diode	7
2.1.2 Transistor JFET	7
2.1.3 Transistor MOSFET	9
2.2 Carbure de Silicium	10
2.2.1 Historique	10
2.2.2 Aspect cristallographique	11
2.2.3 Propriété électrique	12
2.3 Fiabilité	13
2.3.1 Définitions	13
2.3.2 Loi d’Arrhenius	14
3 Étude bibliographique	16
3.1 Publications	16
3.2 Questions posées	16
3.2.1 Quels composants SiC ?	16
3.2.2 Quels paramètres mesurables électriquement permettent d’observer un début de défaillance ?	17
3.2.3 Quels sont les paramètres thermosensibles ?	17
4 Étude : Caractéristique Électrique en Température	19
4.1 Introduction	19
4.2 Appareils de mesure utilisés	19
4.3 Caractérisation du transistor JFET-On	20
4.4 Caractérisation du transistor MOSFET CMF20120D	24
4.5 Caractérisation du transistor JFET-Off	27
5 Conclusion et perspective	30
5.1 Comparaisons	30
5.2 Prochains Travaux	31
5.3 Publications en cours	32
Bibliographie	32

Introduction générale

L'évolution des applications de l'électronique de puissance amène Thalès TMI à faire évoluer ses technologies de modules multi-puces (MCM) pour étendre les performances dans le plan courant-température. Le laboratoire AMPERE, dont un des axes de recherche est la conception et l'électronique de puissance haute température dispose d'une expérience dans l'étude et la mise en oeuvre de composants à grand gap comme les interrupteurs en Carbure de Silicium.

Parmi les semi-conducteur à large bande d'énergie interdite (GaN, GaP, SiC et le diamant), le carbure de silicium fait l'objet d'une attention particulière de la part de la communauté scientifique depuis 1990. L'amélioration de la qualité cristallographique de ce matériau révèlent des performances prometteuses pour les applications forte puissance, haute fréquence et haute température. Le SiC a en effet la particularité de posséder l'essentiel des propriétés physiques du semi-conducteur idéal dans ces domaines.

Mon sujet de thèse s'inscrit en partenariat avec les deux entités Thalès-AMPERE et porte sur l'étude et l'extension des performances des modules de puissance embarquant des composants SiC.

Dans ce mémoire, nous introduirons, dans un premier temps, la présentation du sujet d'étude. Nous positionnerons la thèse vis à vis de la communauté scientifique et sur l'état actuel de la recherche concernant le carbure de silicium (SiC).

Dans un deuxième temps, nous présenterons un état de l'art des composants de puissance en SiC montrant ainsi l'intérêt de leur utilisation dans l'électronique de puissance. Puis nous présenterons de manière succincte les propriétés physiques et électriques du carbure de silicium en comparaison à celles d'autres matériaux semi-conducteur.

La troisième partie présentera la bibliographie effectuée durant les premiers mois de la thèse.

La quatrième partie présentera les premières études réalisées au laboratoire AMPERE. Nous mettrons en évidence les différentes mesures pour caractériser les transistors JFET et MOSFET.

Dans la dernière partie, nous ferons une conclusion sur les études effectuées et nous discuterons des perspectives pour les travaux à réaliser pendant les deux

prochaines années.

Chapitre 1

Sujet de thèse

1.1 Présentation

Je suis au laboratoire Ampère dans le cadre d'une Thèse CIFRE qui a débuté en novembre 2011 en collaboration avec Thales TMI. Ce rapport résume les recherches effectuées et explique les raisons de mes travaux qui s'inscrivent dans la démarche actuelle mondiale sur l'électronique de puissance.

1.2 Contexte

Dans les années 1970, les systèmes d'électroniques de puissance ont grandement bénéficié du progrès révolutionnaire des composants de puissance en silicium (SI). L'introduction des MOSFET de puissance et des IGBT dans les années 1980 a permis la conception de systèmes très compacts avec un rendement élevé. Ces composants font partis de la grande famille des transistors qui sont utilisés comme interrupteurs, amplificateurs de signaux, stabilisateurs, modulateurs ainsi que de nombreuses autres utilisations.

Les modules de puissance sont aujourd'hui présents dans des nombreux systèmes électroniques. Un des enjeux majeurs est de pouvoir étendre leur utilisation à des environnements sévères comme la haute température (à partir de 200 °C de température ambiante). En effet, la chaleur est l'une des contraintes majeures auquel est confronté un module de puissance car il subit des variations de température de forte amplitude (plusieurs centaines de degrés Celsius) qui sont dues à la température ambiante (cyclage passif) et parfois aussi à l'échauffement des composants lors de leur fonctionnement (cyclage actif).[1] Les applications hautes températures, haute tension et forte puissance sont de plus en plus croissantes et le silicium qui constitue les composants d'électronique de puissance atteint ses limites.

Afin de pallier aux problèmes rencontrés par les transistors SI (faible tenue en température, et à haute tension), la communauté scientifique s'est tournée très récemment vers une nouvelle filière : carbure de silicium (SiC). Possédant une grande bande interdite conduisant à une tenue en tension élevée, et ayant de bonnes qualités thermiques et mécaniques par comparaison au silicium traditionnel, le SiC a pu saisir l'attention dans le marché de l'électronique de puissance. Il est désormais envisageable de fabriquer des modules haute température pour

répondre à des besoins dans le domaine aéronautique, automobile ou pétrolier. Le point bloquant est actuellement l'environnement de la puce (packaging) mais aussi la fiabilité des composants peu mature. La thèse en partenariat avec Thalès a pour objectif d'étudier et d'améliorer les performances des modules de puissance embarquant des puces en SiC pour la haute température.

1.3 Application

Les composants de puissance SiC trouvent des applications en électronique haute température, haute tension, haute fréquence ou en réponse à des contraintes de volume, de poids et de rendement. Pour la haute température, les systèmes d'électronique de puissance peuvent être soumis à une température ambiante très chaude dus à l'environnement (cyclage passif) et à l'échauffement des composants lors de leur fonctionnement (cyclage actif).

L'utilisation de systèmes d'électronique de puissance a été impulsée dès les années 1950 par le gouvernement américain dans le cadre de programmes spatiaux. À la suite des chocs pétroliers de 1976, on assiste à une volonté de diminuer la consommation d'énergie fossile limitant les coûts de fonctionnement[2][3] Ce facteur ainsi que les progrès réalisés dans le domaine des semi-conducteurs expliquent le nouvel engouement pour l'électronique de puissance appliqué à la haute température.

Les domaines intéressés sont principalement les réseaux de distributions électrique, l'automobile, le transport aérien, l'aérospatial ou encore l'alimentation des systèmes embarqués. Pour les applications à l'aéronautique, l'industrie tend à remplacer les circuits pneumatiques, hydrauliques et mécaniques présents dans les avions par des systèmes électroniques[4]. Nous pourrions citer plusieurs programmes européens de recherches sur l'avion plus électrique comme Power Optimized Aircraft (Hispano-Suiza et Thalès) mais aussi le programme Clean Sky.

Dans le domaine de l'automobile, les systèmes électroniques sont présents dans les voitures depuis la fin des années 70 mais l'augmentation de la puissance embarquée nécessite de pouvoir placer les dispositifs électroniques dans des zones de plus en plus chaudes.

En conclusion les nouvelles technologies grands gap (SiC), associée aux nouvelles technologies d'assemblage hautes températures permettent d'envisager de placer l'électronique là où elle n'avait jamais été. Par exemple en aéronautique, dans la nacelle du réacteur et pour l'avion tout électrique à proximité des réacteurs où la variation de température est très importante (-50 ° C, 250 ° C).

Chapitre 2

Généralité

2.1 Transistor SiC : États de l'art

2.1.1 Diode

Nous allons maintenant nous intéresser au principe de fonctionnement d'une diode car cette technologie est à l'origine de tous les transistors. La diode (du grec di deux, double; hodos voie, chemin) est un composant passif qui fait partie de la famille des semi-conducteurs, il en constitue d'ailleurs le plus simple élément.

Un matériau semi conducteur est composé d'atomes qui possèdent 4 électrons sur la couche extérieure (atome quadrivalent). Le matériau semi conducteur le plus employé à l'heure actuelle est le silicium. Considérons un petit morceau de silicium. Si on en dope une partie avec des atomes à 5 électrons périphériques, le semi conducteur devient de type N, c'est-à-dire que les charges des porteurs majoritairement présents dans la maille cristalline sont des électrons. Si l'on dope l'autre partie avec des atomes à 3 électrons périphériques, le silicium devient de type P, c'est-à-dire que les charges mobiles majoritaires sont des trous (positifs) dans cette région du silicium.

Si on met cote à cote les deux parties on crée une diode à jonction. La jonction PN est la limite de séparation entre les deux parties. La diode va permettre au courant de circuler lorsque on applique un champ électrique dans le sens direct. Si on branche maintenant un générateur dans les sens inverse, on empêche la circulation des électrons.

2.1.2 Transistor JFET

Maintenant que nous avons vu le principe de fonctionnement des diodes, nous pouvons nous intéresser au fonctionnement des transistors. Il existe plusieurs sortes de transistor. On peut facilement les regrouper en deux classes qu'on utilise actuellement : la première étant les transistors bipolaires et la seconde les transistors à effet de champ. Dans notre approche, nous nous intéresserons plutôt à la deuxième classe bien que certains transistors bipolaires peuvent avoir des propriétés intéressantes concernant la haute température (perte commutation faible mais gain faible).

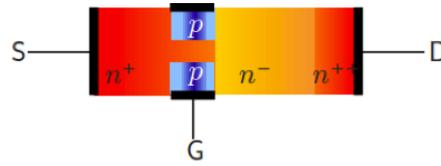


FIGURE 2.1 – Vue en coupe d'un transistor JFET à canal N

Les transistors JFET font parties de la famille des transistors à effet de champ. Les JFET se commandent en tension contrairement aux transistors bipolaires qui se commandent en courant. Le transistor est formé par une couche de semi-conducteur peu dopée (canal) placée entre deux couches de semi-conducteur de dopage opposé et reliées entre elles pour former l'électrode que l'on nomme la grille. Les extrémités du canal forment deux autres électrodes nommées le drain (collecteur) et la source (émetteur). Pour un JFET à canal de type N, la grille est de type P (figure 2.1). En fonctionnement normal la tension entre le drain et la source est positive ($V_{DS} > 0$) et celle entre la grille et la source (jonction PN) est négative ($V_{GS} < 0$). L'augmentation de cette tension inverse fait croître les zones de déplétion (non conductrices) autour du canal jusqu'au pincement de celui-ci (figure 2.2). La conduction du canal est donc modulée par la tension V_{GS} .

On doit donc appliquer une tension de grille négative pour bloquer le JFET. Entre la grille et la source on a une diode qui polarisé en inverse va empêcher le courant de passer. On appelle ce type de transistor des Normally-On c'est-à-dire que sans l'action d'une tension sur la grille les électrons peuvent circuler. Il existe aujourd'hui des transistors JFET Normally-Off dans lesquels la zone de déplétion (non conductrice) est suffisamment grande au repos pour empêcher le courant de circuler. On vient donc polariser notre diode grille source en direct pour réduire la zone isolante laissant ainsi passer les électrons.

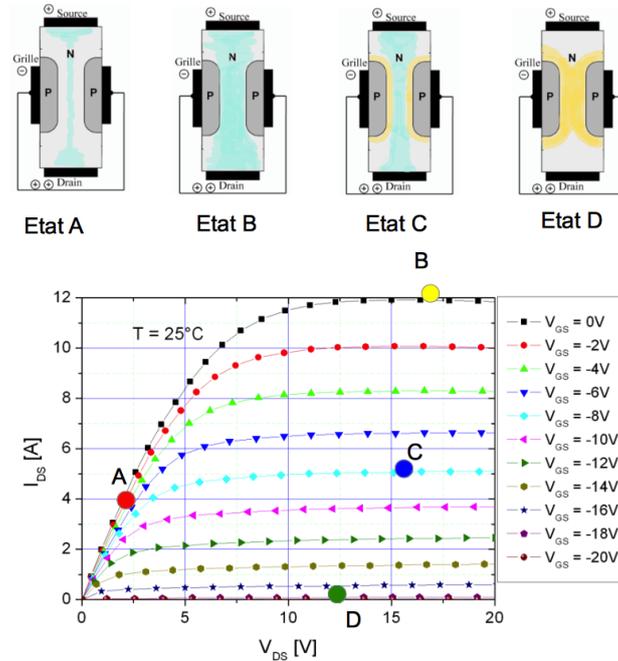


FIGURE 2.2 – Courbe d’une caractérisation sur un JFET (SICED) réalisé par Rémy OUAIDA avec les schémas qui correspondent à l’état du transistor vue en coupe. (L’état A : zone ohmique avec $V_{GS} = 0V$; l’état B : zone saturée avec $V_{GS} = 0V$; l’état C : zone saturée avec début de pincement du canal $V_{GS} = -8V$; l’état D : état Off du transistor avec canal complètement pincé $V_{GS} = -20V$)

2.1.3 Transistor MOSFET

Les transistors MOSFET font aussi parties de la famille des transistors à effet de champ. Ils se commandent donc en tension. MOSFET est un acronyme pour " Metal Oxyde Semiconductor Field Effect Transistor ". La grille métallique est totalement isolée du canal par une mince couche isolante d’oxyde de silicium (SiO_2) (figure 2.3). La grille, la couche de silice et le canal constituent un condensateur dont la polarisation peut modifier la conductivité du canal.

Sur la figure 2.4 on voit bien que la tension appliquée sur la grille va attirer ou repousser des charges négatives. C’est avec ce principe qu’on va commander la quantité d’électrons circulant dans le canal. Les transistors MOS à canal induit ont une jonction drain substrat bloqué au repos (Normally-Off). La source et le drain sont connectés sur des régions dopé N et la grille est connectée sur une zone (le canal) dopée P. Au repos, les seuls porteurs libres dans la zone P sont des électrons d’origine thermique. En venant augmenter le potentiel sur la grille, les charges négatives du matériau P se regroupent au voisinage de l’oxyde

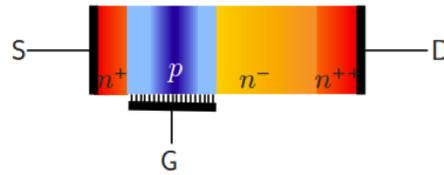


FIGURE 2.3 – Coupe d'un MOSFET

et forment une couche conductrice entre le drain et la source. Cette couche se comporte comme une zone N qui est induite dans la zone P par inversion de la population des porteurs.

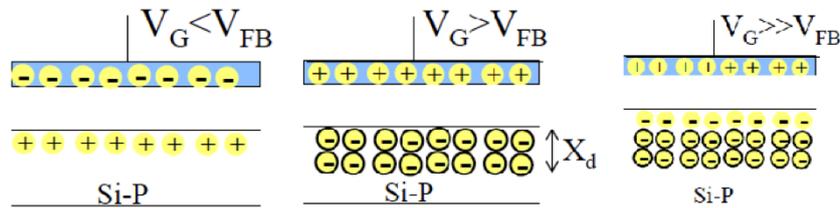


FIGURE 2.4 – Principe de fonctionnement de la grille avec ces trois niveaux d'états (à gauche l'**accumulation**, au milieu la **déplétion**, et à droite l'**inversion**)

2.2 Carbure de Silicium

2.2.1 Historique

Le SiC n'est pas un nouveau venu sur la scène des semi-conducteurs. En effet, le premier compte rendu sur ce matériau date de 1824 découvert par Berzélius[5]. Les propriétés de ce matériau étaient alors inconnues. En 1885, Achelson réussit à faire croître une couche de Carbure de Silicium et lui donna son nom[6]. A cette époque les premières exploitations se sont limitées à des applications liées à ses propriétés mécaniques exceptionnelles (dureté pour la réalisation de poudres abrasives et résistances aux agents chimiques corrosifs).

En 1907, la première LED sur substrat SiC fut conçue par H.J.Round[7] et dans les années 50 les secteurs du militaire et de l'aérospatial portent un intérêt sur le SiC. Les objectifs sont clairs, il faut développer des composants fonctionnant à hautes températures, à hautes fréquences, à fortes puissances en milieu hostile et à hautes tensions. En 1955, Lely proposa un nouveau concept pour faire croître des couches de SiC de hautes qualités[8]. L'élaboration des substrats purs avec une faible densité de défauts était le point clé de la viabilité de la filière SiC. 1978 fut une année majeure dans le SiC avec la technique de croissance par sublimation qui est en fait une méthode dérivée de celle de Lely. En 1987, la société CREE RESEARCH fut fondée[9]. Elle est devenue récemment fournisseur de substrat en SiC.

2.2.2 Aspect cristallographique

Le carbure de silicium est un matériau polymorphe, c'est à dire qu'il peut cristalliser sous plusieurs structures cristallographiques différentes. L'exemple le plus connu de matériau polymorphe est le carbone, qui existe sous forme de diamant (structure cubique) ou sous forme de graphite (structure hexagonale). Pour le carbone, le polymorphisme fait intervenir des changements de structure dans trois dimensions.

Dans le cas du carbure de silicium, les changements de structure ne se font que dans une seule dimension privilégiée. Dans ce cas particulier, le polymorphisme prend le nom de polytypisme. Le SiC n'existe donc pas sous la forme d'un cristal simple mais sous la forme d'une famille de cristaux. Ces cristaux ne diffèrent pas dans le nombre d'atomes de Si et de C mais dans l'arrangement des couches atomiques. Par exemple, le 6H-SiC signifie que ce cristal est sous la forme hexagonale avec 6 couches Si-C avant que la maille élémentaire se répète. Cette maille élémentaire est une superposition d'un empilement compact d'atomes de silicium et d'un empilement compact d'atomes de carbone (appelé Bicouche). Chaque bicouche s'empile selon trois positions distinctes nommées A, B, C (figure 2.5)[10].

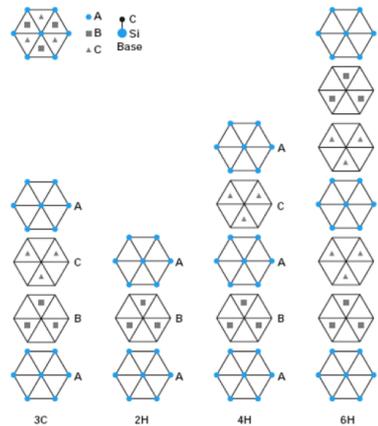


FIGURE 2.5 – Séquence d'empilement des principaux polytypes de SiC

Il existe plus de 200 cristaux différents de SiC. Les plus utilisés en électronique de puissance sont le 6H, 4H (H pour Hexagonal), le 3C (C pour cubique) et le 15 R (R pour rhomboédrique). Cette nomenclature a été proposée par Ramsdell[11].

Chaque atome d'une espèce chimique se trouve au centre d'un tétraèdre formé de quatre atomes de l'autre espèce en position de premiers voisins (figure 2.6)[12]

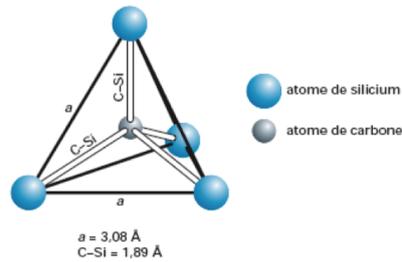


FIGURE 2.6 – Arrangement tétragonale entre un atome de carbone et quatre atomes de silicium

2.2.3 Propriété électrique

La majorité des composants microélectroniques est réalisée à partir de silicium (Si) à bande interdite " normale ". Le silicium n'est plus fiable de point de vue électrique dès 200°C à 1200V . De plus, ses propriétés physiques montrent qu'il n'est plus possible de maintenir une forte tenue en tension avec une faible chute de tension et une commutation rapide, notamment dans les conditions extrêmes.

Une solution est d'utiliser un semi-conducteur à large bande interdite (appelé aussi Gap). Cela implique qu'il est moins probable que les électrons thermiquement excités franchissent le Gap. Depuis quelques années, la recherche s'est portée sur l'utilisation des matériaux tels que AlN, BN, GaN, GaP, SiC et le diamant. Parmi ces matériaux, le carbure de silicium (SiC) a fait l'objet d'une attention particulière de la part de la communauté scientifique.

Dans les polytypes de SiC, le 4HSiC est le plus attrayant du à la mobilité de porteurs plus élevée. Certaines des propriétés électriques des polytypes SiC comparées à quelques autres semi-conducteurs sont énumérées dans le Tableau 2.7 [13]. Nous citons également le Silicium (Si), l'Arsenic de gallium (GaAs), le Nitrure de gallium (GaN) et le diamant (C) comme références.

Propriété à T = 300 K	Si	GaAs	SiC-3C	SiC-6H	SiC-4H	GaN	C
E_g (eV)	1.12	1.42	2.3	2.96	3.26	3.4	5.45
n_i (cm ⁻³)	1.5×10^{10}	2.1×10^6	6.9	2.3×10^{-6}	8.2×10^{-9}	1.6×10^{-10}	1.6×10^{-27}
μ_n (cm ² /V.s) [*]	1200	6500	750	// C : 85 ⊥ C : 400	// C : 950 ⊥ C : 800	1000	1900
μ_p (cm ² /V.s) [*]	420	320	40	90	115	30	1600
V_{sat} (cm/s)	1×10^7	2×10^7	2.5×10^7	2×10^7	2×10^7	2.5×10^7	2.7×10^7
E_C (MV/cm) ^{**}	0.2	0.4	2	2.4	2.5	3.3	5.6
λ (W/cm.K)	1.5	0.5	4.9	4.9	4.9	1.3	20
ϵ_r	11.8	12.8	9.6	9.7	10	8.9	5.5

FIGURE 2.7 – Comparaison des propriétés électriques des semi-conducteurs traditionnels

Dans l'électronique à haute puissance, haute température et haute fréquence la famille SiC a un fort potentiel. Les propriétés physiques de ce matériau sont les suivantes : il possède un champ électrique critique élevé, une conductivité thermique élevée et une vitesse de saturation des porteurs importante. Ces propriétés font de ce matériau un bon acteur dans l'électronique de puissance. La théorie et l'expérience ont démontré que l'utilisation du carbure de silicium à haute température (supérieur à 200 °C) apporte des améliorations exceptionnelles notamment sur la rapidité de commutation avec un minimum de pertes

2.3 Fiabilité

2.3.1 Définitions

La fiabilité est un vaste domaine contribuant à la compréhension, à la modélisation et à la prédiction des mécanismes de dégradation et de vieillissement susceptibles de conduire le composant à la défaillance et le système à la panne. Voici quelques définitions[14].

Fiabilité : Aptitude d'une entité à accomplir une fonction requise, dans des conditions données, pendant un intervalle de temps donné. La fiabilité est généralement exprimée quantitativement par des caractéristiques appropriées. Dans

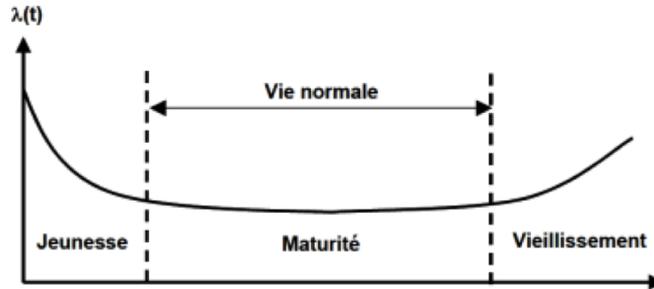


FIGURE 2.8 – Taux de défaillance en fonction du temps pour un composant électronique (courbe en "baignoire")

certaines applications, l'une de ces caractéristiques est une expression de cette aptitude par une probabilité, appelée aussi fiabilité.

Mécanisme de défaillance : Ensemble des relations "cause-effet" d'un processus physique, chimique, ou autre qui relie la cause racine de la défaillance au mode de panne.

Les prévisions de fiabilité données par la méthodologie FIDES sont des taux de défaillance, notés λ . L'observation expérimentale montre que l'évolution du taux de défaillance en fonction du temps est en général représentée par la courbe suivante dite "courbe en baignoire" 2.8.

La vie d'un produit peut donc être divisée en trois périodes :

- Période de jeunesse, défaillances précoces.
- Période de vie utile, taux de défaillance sensiblement constant.
- Période de vieillesse, défaillances d'usure.

Lors de la période de jeunesse, le taux de défaillance diminue. La fiabilité du produit croît avec le temps. C'est la période où les défaillances sont dues à des problèmes de mise en place des procédés et au déverminage de la conception et des composants. La période de vie utile est représentée par un taux de défaillance constant. Le taux de défaillance est indépendant de l'âge du produit (ces pannes sont souvent qualifiées d'aléatoires pour cette raison). Cette période, souvent inexistante pour la mécanique, est celle de référence pour l'électronique. Lors de la période de vieillesse, la fiabilité décroît avec le nombre d'heures de fonctionnement : plus le produit est vieux, plus il est probable d'avoir une défaillance. Ce type de comportement est caractéristique des articles soumis à usure ou autres détériorations progressives. Cela correspond à des taux de défaillance croissants.

2.3.2 Loi d'Arrhenius

Durant le fonctionnement d'un composant électronique, celui-ci subit des altérations qui modifient ses propriétés. Ces phénomènes physico-chimiques sont activés par la température. La loi qui régit ces effets est bien connue des fiabilistes : c'est la loi d'Arrhenius[15]. Cette loi a été établie par Svante Arrhenius afin de quantifier le taux de réaction d'un mélange chimique en fonction de sa température. Cette loi est la suivante :

$$r = A.exp^{-Ea/KT}$$

- r : taux de réaction,
- T : température absolue,
- K : constante de boltzmann,
- Ea : une énergie d'activation (entre 0,4 et 1,2 eV),
- A : facteur pré-exponentiel.

Le facteur A peut dépendre de la température. Il est possible d'appliquer cette loi pour quantifier l'accélération des dégradations physico-chimiques subies par un composant, en fonction de la température. La loi d'Arrhenius devient :

$$t'/t_V = exp^{(Ea/K)[(T_V - T')/(T_V + 273)(T' + 273)]}$$

- t' : Temps extrapolé à T' (exemple 25 ° C),
- t_V : Temps de vie avec vieillissement accéléré (250 ° C),
- K : constante de boltzmann,
- Ea : une énergie d'activation (entre 0,4 et 1,2 eV),
- T_V : Température du vieillissement accéléré (85 ° C).
- T' : Température de fonctionnement (25 ° C).

La détermination de l'énergie d'activation se fait de manière expérimentale, à partir d'essais de fiabilité effectué avec différentes températures et sous les mêmes contraintes électriques. Pour les composants électroniques, on suppose que le taux de défaillance est indépendant du temps durant leur vie dite "utile" [16], c'est à dire quand on se situe au milieu de la courbe en "baignoire" du taux de défaillance en fonction du temps (2.8). En conclusion nous pouvons donc utiliser la loi d'Arrhenius pour estimer la durée de vie d'un composant électronique. On procède à un vieillissement accéléré à forte température puis on extrapole à la température réelle d'utilisation.

Chapitre 3

Étude bibliographique

3.1 Publications

J'ai effectué une étude bibliographique lors des 6 premiers mois de ma thèse durant laquelle j'ai collecté environ 200 publications. Comme mon sujet porte sur les composants de puissance pour la haute température, il m'a paru intéressant de diviser les thèmes d'études. J'ai donc trié les publications et classé dans les catégories suivantes :

- Modules et composants JFET en SiC
- Modules et composants MOSFET en SiC
- Caractéristiques des composants SiC
- Fiabilité
- Packaging
- Etude thermique
- Vieillessement

3.2 Questions posées

3.2.1 Quels composants SiC ?

Il est important de préciser que dans notre contexte d'étude qui est une étude industrielle, nous nous sommes focalisés sur les composants commercialisés et non pas sur les prototypes que nous pouvons trouver dans des laboratoires. Les composants présentés par la suite sont des composants que nous pouvons acheter et qui sont commercialisés ou pré-commercialisés par les fournisseurs d'interrupteurs électriques. L'objectif de cette étude est d'offrir un panel exhaustif des composants en carbure de silicium. Ainsi nous avons fait le choix de caractériser les transistors JFET normally-off et normally-on de chez SEMISOUTH, les transistors MOSFET de chez CREE, les transistors JFET normally-on de chez SICED (INFINEON).

3.2.2 Quels paramètres mesurables électriquement permettent d'observer un début de défaillance ?

Cette question est la plus importante pour mon sujet de thèse et bien entendu la réponse est loin d'être évidente. Cependant lors de mon étude bibliographique, j'ai trouvé des travaux effectués sur la défaillance des modules de puissances en carbure de silicium. L'électronique de puissance a connu ces dernières années une forte évolution technologique conduisant à une structure en modules intégrant sur un même substrat les composants semi-conducteurs de puissance. Si ces structures présentent des avantages certains en terme de densité d'intégration, la complexité de leur assemblage crée de nombreuses contraintes en fonctionnement, notamment thermomécaniques, et rend l'estimation de leur durée de vie difficile[17].

Les coefficients thermomécaniques des différentes couches de l'assemblage, étant très dispersés, ces contraintes produisent alors une fatigue thermique, c'est-à-dire des dégradations physiques irréversibles conduisant à terme à la défaillance du composant et de la structure dans laquelle il est inséré.

Des projets de recherche tels que RAPSDRA [18] ont permis de définir pour chaque mode de défaillance les critères de défaillance associés et de les relier à un paramètre électrique ou thermique :

- la dégradation des fils de bonding se traduit par une augmentation de la chute de tension directe collecteur-émetteur V_{ce} . (Pour les IGBT)
- le délaminage des brasures du module de puissance provoque l'augmentation de la résistance thermique entre la jonction et la semelle, révélant une mauvaise évacuation de la chaleur entre la puce et le refroidisseur (il faut donc mesurer électriquement la résistance thermique)
- l'apparition de courants de fuite grille-émetteur et collecteur-émetteur au sein des transistors IGBT dénote d'une détérioration de la puce elle-même.

3.2.3 Quels sont les paramètres thermosensibles ?

La mesure de la température d'un dispositif semi-conducteur de puissance est d'un grand intérêt. En effet, mesurer la température fournit de nombreuses informations. Une des informations concerne la gestion thermique des modules de puissance. Dans ce cas, la température de la puce est utilisée pour obtenir la résistance thermique ou l'impédance thermique du composant. Dans un autre contexte la température est directement liée au vieillissement des composants ainsi qu'à leur fiabilité. A cet effet, la température est contrôlée et utilisée soit directement, soit indirectement par l'intermédiaire de la résistance thermique ou de l'impédance thermique. Si la température est mesurée pendant l'utilisation du convertisseur, elle peut être utilisée comme un indicateur de dommage du module de puissance. Une augmentation de ce paramètre peut être due à une hausse d'une résistance thermique et utilisé comme un détecteur d'usure [19]. Nous pouvons également envisager d'alerter l'utilisateur avant l'échec du convertisseur (health monitoring).

Actuellement, il existe trois méthodes pour mesurer la température d'une puce[20] : la méthode optique (très coûteuse car nécessite des caméras thermiques ainsi qu'un traitement en temps réel de l'image obtenue), la méthode par contact physique (difficile à mettre en place dans le cas de module de puis-

sance car la puce se situe enfermé hermétiquement dans un boitier) et la méthode électrique. La méthode électrique est la plus simple car elle s'effectue quasi instantanément (quelques milli secondes).

Voici les paramètres thermo sensibles que nous pouvons mesurer électriquement dans notre module : tension de seuil V_{TH} , courant de court circuit, chute de tension à l'état passant, courant de saturation à faible niveau de V_{GS} . Ces paramètres sont des caractéristiques des composants qui varient en fonction de la température. En faisant une mesure de calibre au préalable, leur mesure permet à l'utilisateur de remonter à la température exacte de la puce.

Chapitre 4

Étude : Caractéristique Électrique en Température

4.1 Introduction

Nous avons fait le choix de caractériser les transistors JFET normally-off et normally-on de chez SEMISOUTH, les transistors MOSFET de chez CREE, les transistors JFET normally-on de chez SISED (INFINEON).

Ainsi nous allons voir la caractéristique I_D de V_{DS} pour plusieurs valeurs de la tension grille-source V_{GS} , la courbe de transconductance I_G de V_{GS} et différents courants de fuites (I_D et I_G). Toutes ces caractérisations ont été réalisées à différentes températures.

4.2 Appareils de mesure utilisés

Le laboratoire AMPERE possède plusieurs appareils de mesure pour la caractérisation des composants électroniques. Dans cette étude, nous avons utilisé principalement deux types de traceurs pour réaliser les mesures :

-Le traceur de courbe TEKTRONIX 371A qui nous permet de passer en fort courant. Ce traceur permet d'effectuer la caractérisation de composants en régime pulsé et peut atteindre au maximum une puissance de 3000 W, un courant de 400 A et une tension de 3000 V.

-L'analyseur Agilent B1505A qui nous permet de réaliser des mesures avec une très grande précision notamment pour les courants de fuite. Cet appareil présente de nombreuses options de mesures puisqu'il comporte plusieurs SMU(Source and Measurement Unit). L'Agilent est très complet et les différents réglages permettent de s'affranchir d'éléments perturbateurs tel que l'auto échauffement.

Nous avons réalisé une mesure 4 points afin de ne pas prendre en compte la différence de potentiel apparaissant dans les fils reliant le composant au traceur. Pour faire les mesures sur une large plage de température, nous avons utilisé un four à air pulsé T2500 qui nous a permis de tester les composants de -25 °C jusqu'à 250 °C.

4.3 Caractérisation du transistor JFET-On

Les transistors JFET-SiCED caractérisés possèdent une structure verticale qui intègre deux canaux (un canal latéral pour le contrôle de grille et un canal vertical pour la tenue en tension)[21]. Nous présentons ensuite les résultats de caractérisation électrique statique. Ces mesures ont été réalisées pour des températures comprises entre $-25\text{ }^{\circ}\text{C}$ et $250\text{ }^{\circ}\text{C}$.

Voici les caractéristiques du composants :

-Tenue en Tension : 1200V

-Tenue en Courant : 24A en continu à $25\text{ }^{\circ}\text{C}$

- $R_{DS(on)}$ =500mOhms

Pour caractériser le transistor JFET en mode de polarisation directe, on applique une tension VDS positive pour des tensions de polarisation de grille VGS négatives et comprises entre 0 V et la tension de blocage. La figure 4.1 montrent les caractéristiques statiques (I_{DS} -VDS-VGS) pour le transistor JFET-SiCED à des températures comprises entre $-25\text{ }^{\circ}\text{C}$ et $250\text{ }^{\circ}\text{C}$.

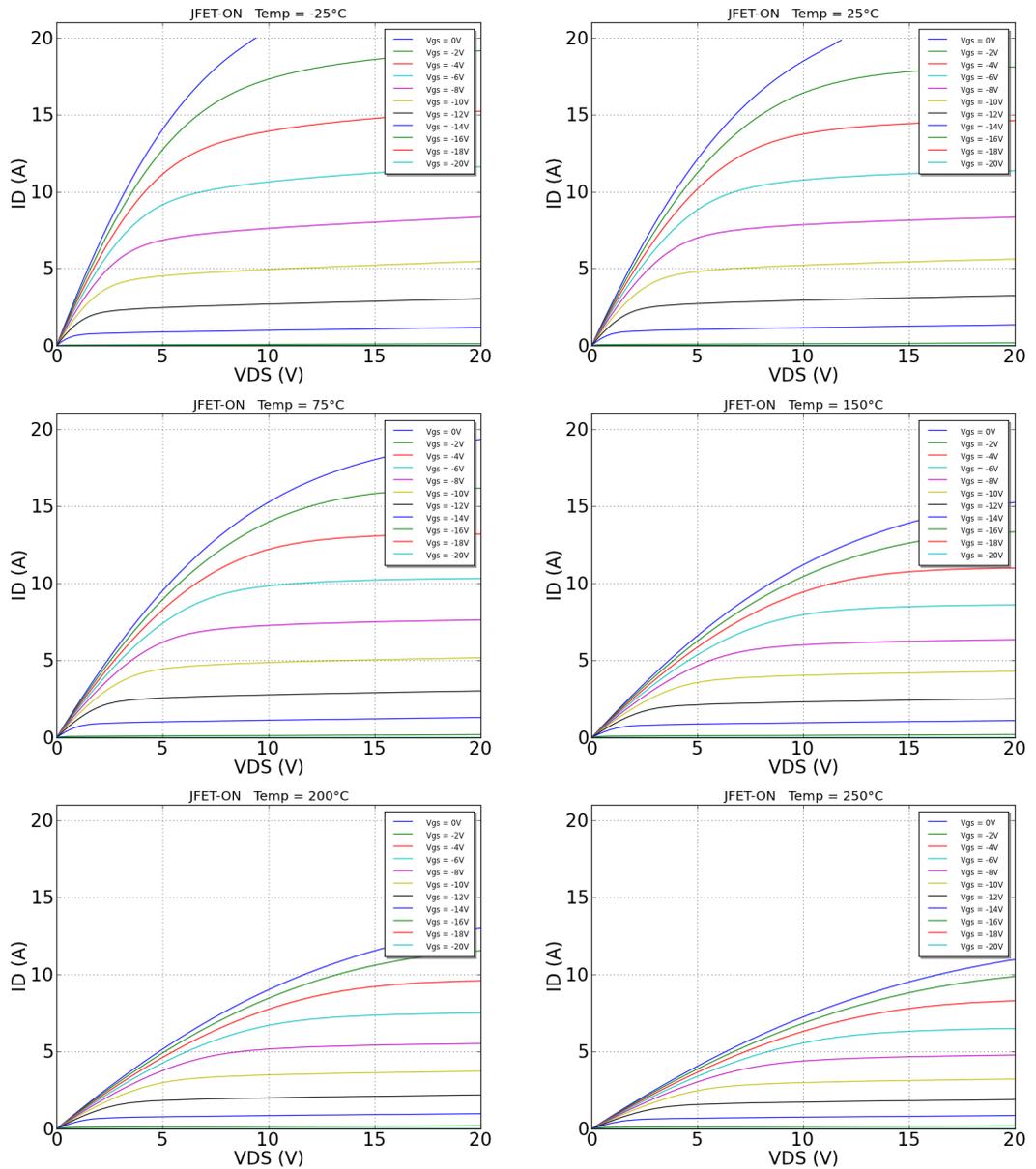


FIGURE 4.1 – Caractéristiques électriques statiques en polarisation directe du JFET pour des températures comprises entre -25°C et 250°C

Sur ces réseaux de courbes, on peut observer que le fonctionnement du JFET en statique direct peut être divisé en trois régimes :

- Le régime linéaire (V_{DS} bien inférieur à V_{DSsat}), appelé également le régime ohmique. Ce régime correspond à une évolution quasi linéaire du courant de sortie I_{DS} pour de faibles valeurs de la tension de drain V_{DS} (pour un V_{GS} donné). En effet la section du canal conducteur est presque

uniforme puisqu'elle dépend principalement de la commande VGS. Dans cette zone, le JFET se comporte comme une résistance contrôlée par la tension de grille VGS. Dans la région ohmique, la résistance à l'état passant représente l'inverse de la pente du courant de drain à faible VDS. Par définition cette résistance est appelée la résistance à l'état passant ($R_{DS,on}$).

- Le régime sous linéaire ($VDS < VDS_{sat}$). En augmentant la tension de polarisation VDS, l'extension de la zone de charge d'espace devient de plus en plus large dans le canal. La déformation du canal devient donc significative et la conductance diminue. Le courant présente alors une variation sous linéaire avec la tension VDS et amorce une saturation.
- Le régime de saturation ($VDS > VDS_{sat}$). Le canal conducteur est pincé, les zones de charge d'espace se rejoignent, le courant IDS est égal au courant de saturation IDSsat.

Nous avons tracer à partir des résultats obtenus la résistance à l'état passant en fonction de la température ainsi que la tension de seuil. (figure 4.2 et 4.3) On peut remarquer qu'avec l'augmentation de la température, la résistance augmente (pente plus faible). La cause de ce phénomène est la température qui provoque la diminution de la mobilité et donc l'augmentation de la résistivité dans un semi-conducteur[22]et[23]. Par contre les températures élevées provoquent des courants de fuite plus élevés, et par conséquent la tension de seuil du composant VT0 diminue.

De plus, on note que la zone saturée se produit pour une tension VDS plus élevée quand on se trouve à température plus élevée. Cela est dû au fait que la vitesse de transport des porteurs diminue avec l'augmentation de la température.

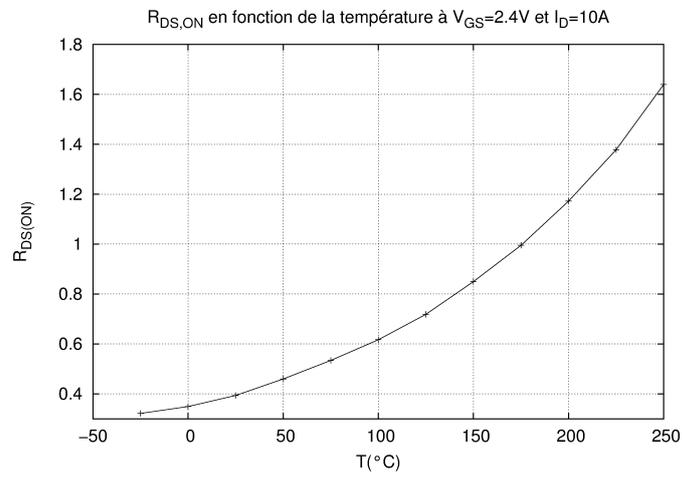


FIGURE 4.2 – Evolution de la résistance à l'état passant en fonction de la température

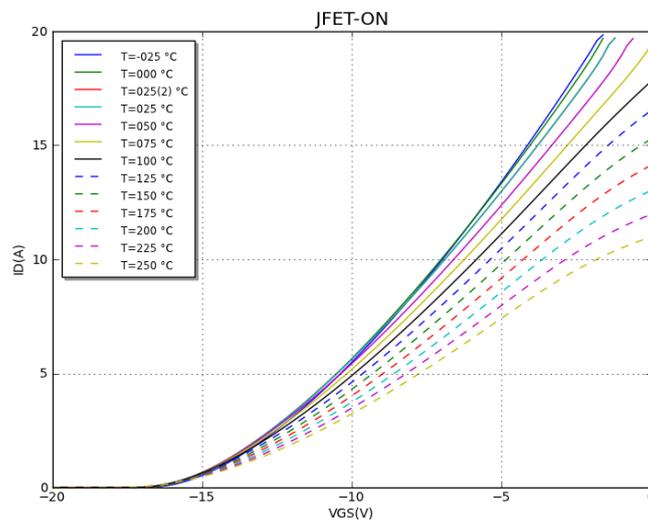


FIGURE 4.3 – Courbe de la transconductance pour le JFET SICED

4.4 Caractérisation du transistor MOSFET CMF20120D

Le composant à caractériser est un MOSFET en SiC fabriqué par CREE. Il est encapsulé dans un boîtier TO 247 en plastique. Ce transistor fait partie des transistors MOSFET disponibles dans le commerce. Le principale problème de ce type de technologie est le manque de fiabilité au niveau de la grille.

Voici les caractéristiques du composants :

-Tenue en Tension : 1200V

-Tenue en Courant : 33A en continu à 25 °C

- $R_{DS(on)}$ =80mOhms

Précautions : Les transistors MOSFET étant très sensible aux champs électrostatiques nous avons relié la table de manipulation à la terre ainsi qu'un bracelet anti-statique lui aussi relié à la terre et porté par le manipulateur.

Pour caractériser le transistor MOSFET en mode de polarisation directe, on applique une tension VDS positive pour des tensions de polarisation de grille VGS positives (Normally-Off) et comprises entre 0 V et 20V.

La figure 4.4 montrent les caractéristiques statiques (I_{DS} -VDS-VGS) pour le transistor MOSFET à des températures comprises entre -25 °C et 250 °C.

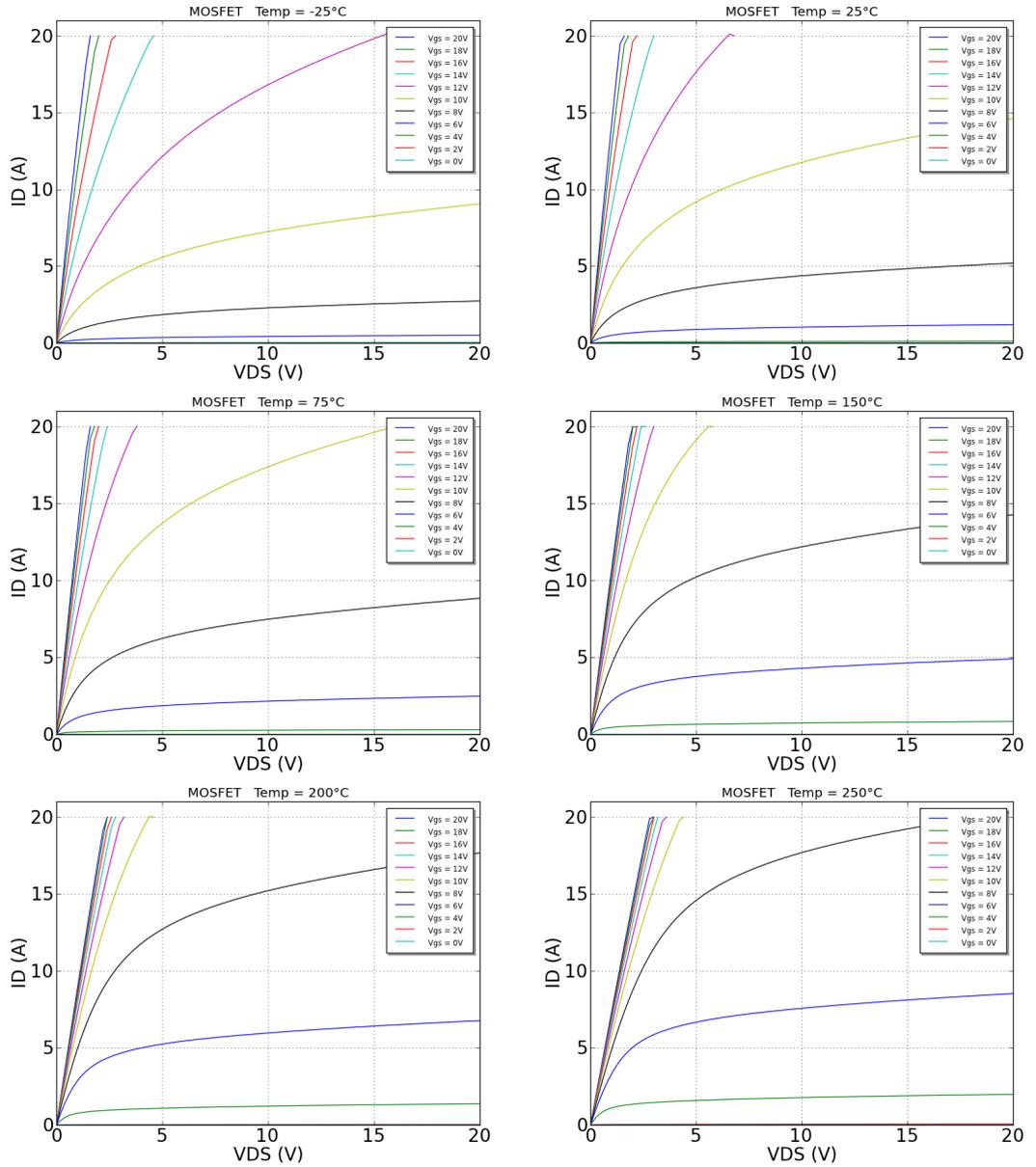


FIGURE 4.4 – Caractéristiques électriques statiques en polarisation directe du MOSFET pour des températures comprises entre -25°C et 250°C

Voici les courbes en fonction de la température de la résistance à l'état passant ainsi que de la tension de seuil.

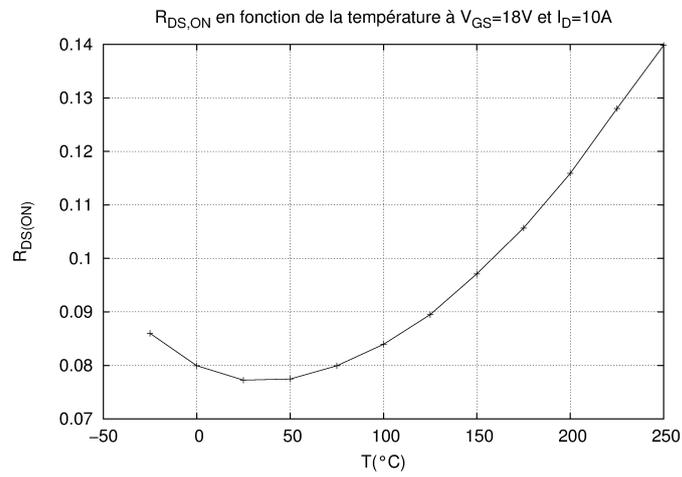


FIGURE 4.5 – Evolution de la résistance à l'état passant en fonction de la température

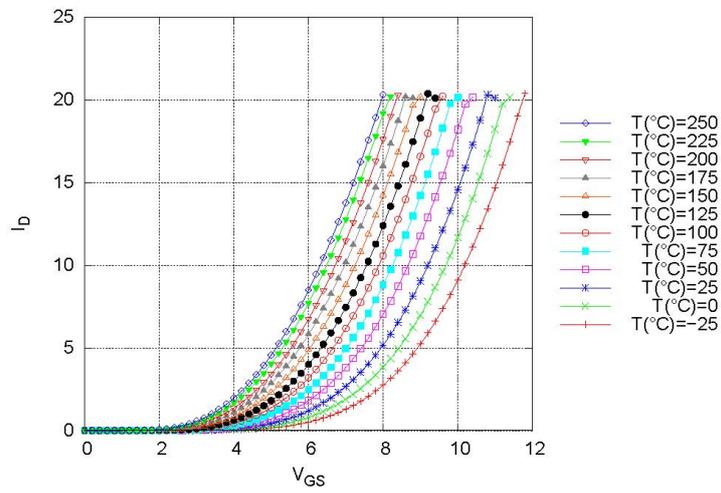


FIGURE 4.6 – Courbe de la transconductance pour le JFET SICED

4.5 Caractérisation du transistor JFET-Off

Voici les caractéristiques du composants :

- Tenue en Tension : 1200V
- Tenue en Courant : 60A en continu à 25 °C
- $R_{DS(on)}=63\text{m}\Omega$

Pour caractériser le transistor JFET SEMIOUTH (normally-OFF) en mode de polarisation directe, on applique une tension VDS positive pour des tensions de polarisation de grille VGS positives et comprises entre 0 V et 2.8V. La figure 4.7 montrent les caractéristiques statiques (I_{DS} -VDS-VGS) pour le transistor JFET SEMISOUTH à des températures comprises entre -25 °C et 250 °C.

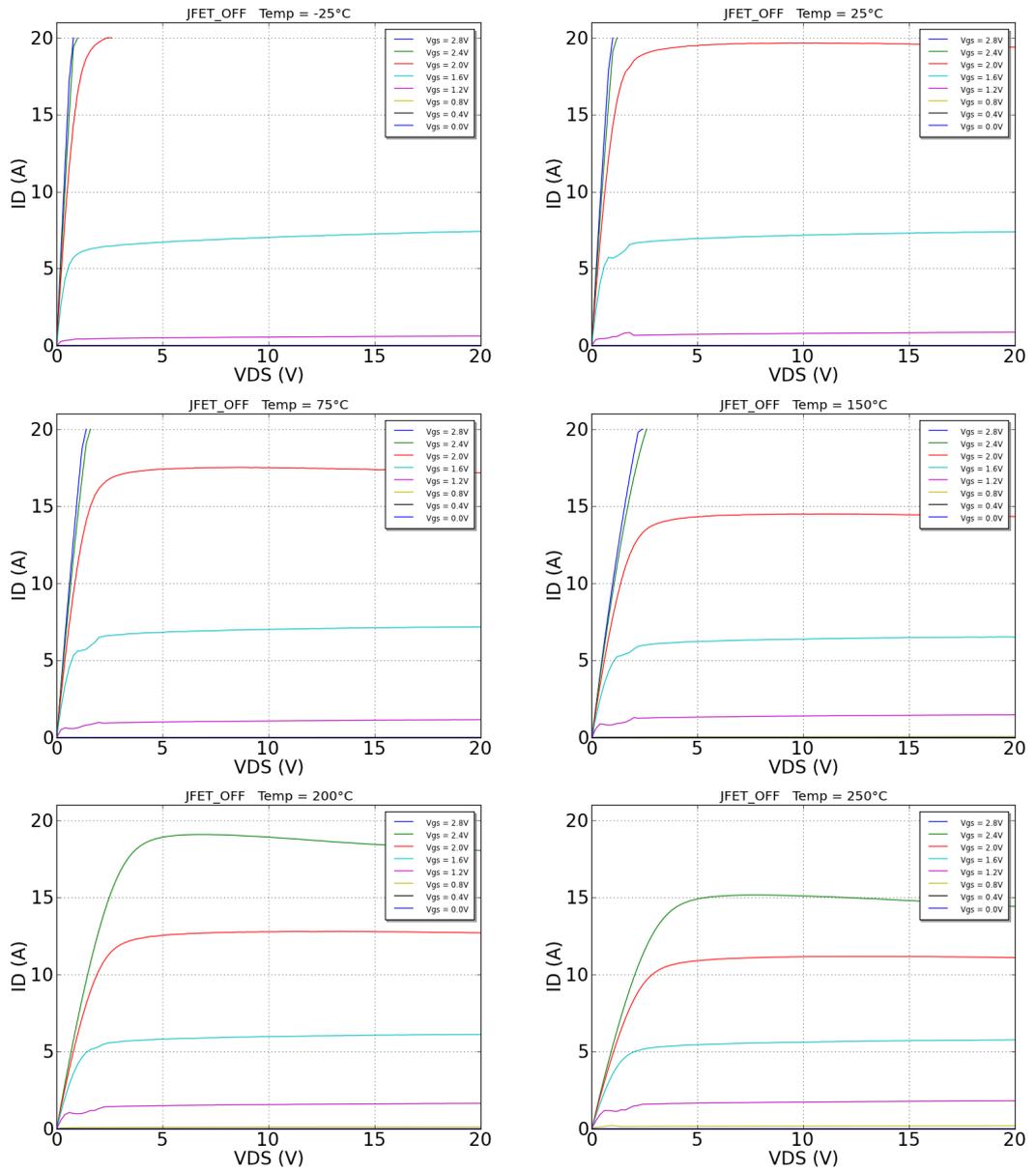


FIGURE 4.7 – Caractéristiques électriques statiques en polarisation directe du JFET pour des températures comprises entre -25°C et 250°C

Voici les courbes en fonction de la température de la résistance à l'état passant ainsi que de la tension de seuil.

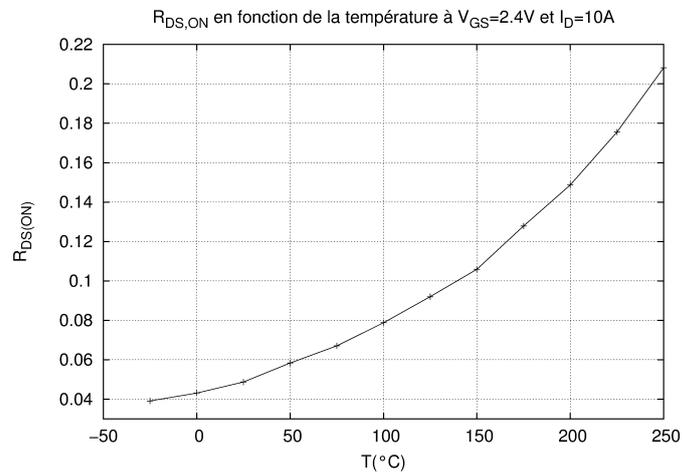


FIGURE 4.8 – Evolution de la résistance à l'état passant en fonction de la température

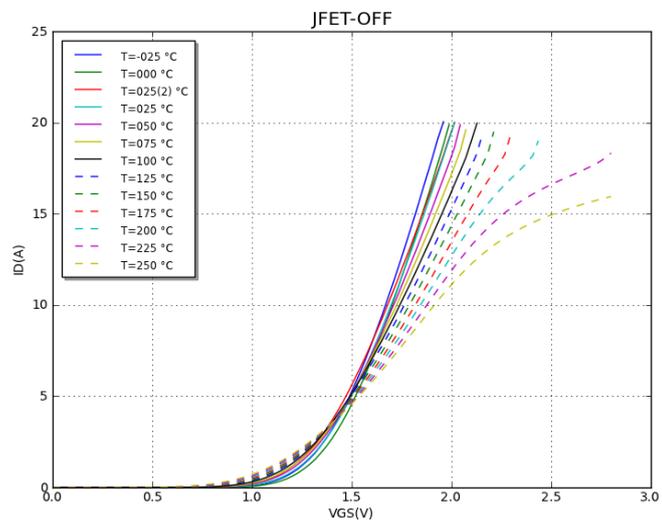


FIGURE 4.9 – Courbe de la transconductance pour le JFET SICED

Chapitre 5

Conclusion et perspective

5.1 Comparaisons

Dans le chapitre précédent, nous avons effectué la caractérisation en température sur trois types de composants (JFET Normally-OFF, JFET Normally-ON, MOSFET). Sur chaque technologie nous avons utilisé 3 échantillons pour être sûr que les composants sont bien identiques et que les procédés industriels sont matures sur les puces en SiC. Les résultats nous montrent que les 3 composants ont répondu identiquement à chaque mesure pour le MOSFET et le JFET de chez SEMISOUTH. Pour les JFET de chez Siced, nous avons observé quelques disparités mais les puces utilisées n'ont pas la technologie la plus récente développée par Siced. Nous allons donc refaire les caractéristiques sur les puces nouvelles générations quand elles seront disponibles sur le marché industriel.

Les courbes suivantes montrent la comparaison effectuée sur la résistance à l'état passant des trois technologies.(5.1)

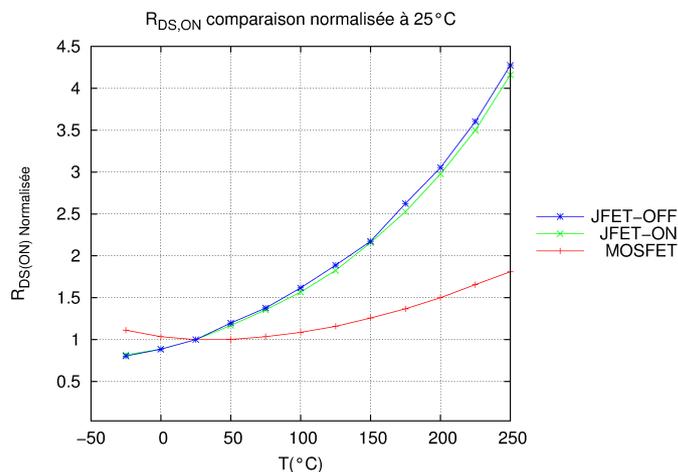


FIGURE 5.1 – Comparaison de la résistance à l'état passant en fonction de la température pour un JFET (N-OFF) , un JFET (N-OFF) et un MOSFET

5.2 Prochains Travaux

L'organisation de la thèse a été effectuée avec mon encadrant M. BERGOGNE et avec mon tuteur de l'entreprise Thalès M. OGE. Le déroulement sur les deux prochaines années va se diviser en trois phases.

– Phase 1

Pré-dimensionnement des tests de vieillissement par méthode de paliers de température. Le but de cette première campagne est d'observer un début de vieillissement statique en appliquant un stress unique à notre composant. Cette première mesure doit nous indiquer quel sera le stress prépondérant à analyser par la suite dans le vieillissement ou dans le cyclage actif. Nous devrions aussi pouvoir commencer à faire un choix entre MOSFETS, JFETS SEMISOUTH ou SICED.

Le test est composé des trois types de composants (voir 4 si on arrive à récupérer des puces SICED dernière génération).

Pour chaque composant nous effectuerons les mesures suivantes :

- Stress commutation grille positif
- Stress commutation grille négatif
- Stress polarisation avec tension Drain-Source
- Stress avec courant direct

– Phase 2

La deuxième campagne de test consiste à réaliser un banc de cyclage actif

avec la puce qui aura validé la première campagne de test. En parallèle de ce cyclage, j'effectuerai une mesure statique en vieillissement pour calculer la durée de vie des composants avec la loi d'Arrhenius.

– **Phase 3**

Tests de variantes de brasures.

En fonction des résultats de la phase 2, nous continuerons sur la puce sélectionnée (la plus robuste) et nous ferons des cyclages ou des vieillissements statiques avec différentes brasures (Au-Ge et Ag sintering). L'objectif est d'étendre les performances des modules de puissance embarquant des composants SiC (sujet de ma thèse).

Pour finir et en parallèle avec les tests de packaging, nous réaliserons un démonstrateur onduleur type 600V/250 °C / xxxx heure de fiabilité.

5.3 Publications en cours

Durant cette première année de thèse, je pense avoir bien compris et assimilé mon sujet de thèse grâce par exemple aux différentes réunions auxquelles j'ai participées en collaboration avec les équipes de Thalès et le laboratoire AMPERE définissant les termes de la fiabilité et du vieillissement.

Avec Dominique Bergogne, nous avons prévu de participer à la conférence ECCE (Energy Conversion Congress Exposition) 2012. Nous irons voir aussi le centre de recherche CPES (Center for Power Electronics Systems). De plus, je suis en train de rédiger deux papiers. Le premier concerne l'emballage thermique sur les composants JFETs en SiC avec Cyril BUTTAY et le second concerne une utilisation avec des transistors SEMISOUTH en mode bras d'onduleur sans diode de roue libre pour la conférence APEC (the Applied Power Electronics Conference) 2013.

Durant cette première année, nous avons écrit avec Dominique BERGOGNE un papier qui s'intitule "Electro-Thermal Behaviour of a SiC JFET Stressed by Lightning Induced Over-Voltages" qui montre la réponse thermique d'un composant SiC JFET lorsqu'on le stresse avec un générateur appelé dans l'expérience générateur de foudre. Le générateur de foudre consiste à créer une décharge électrostatique intense sur une base de temps relativement courte et d'observer comment le transistor réagit en température à cette impulsion.

Bibliographie

- [1] B. Gallard, L. Coquery, Z. Dupont, M. Khatir, and Lazar. Composants semi conducteur de puissance pour des applications haute temperature de fonctionnement. 2005.
- [2] J.A. Rosero, J.A. Ortega, E. Aldabas, and L. Romeral. Moving towards a more electric aircraft. *Aerospace and Electronic Systems Magazine, IEEE*, 22(3) :3 –9, march 2007.
- [3] D. Bergogne, H. Morel, D. Planson, D. Tournier, P. Bevilacqua, B.Allard, R. Meuret, S. Vieillard, S. Rael, and F. MeibodyTabar. Towards an airborne high temperature sic inverter. 2008.
- [4] D. Tournier. Composants de puissance en sic : Applications. D3122, 2007.
- [5] J. J. Berzellius. *Unterfuchungen ber die Flufspathfure und deren merkwur-digften Verbindungen*. 1824.
- [6] E. G. Acheson. Production of artificial crystalline carbonaceous materials. 1892.
- [7] H. J. Round. *A note on Carborundum*, volume 19. 1907.
- [8] J. A. Lely. *Darstellung von Einkristallen von Silizium Karbid und Beherr-schung von Art und Menge der eingebauten Verunreinigungen*, volume 32. 1955.
- [9] CREE. Sic product specifications. website, 2012.
- [10] H. Braumhauer. *Über die Kristalle des Carborundum*, volume 50. 1912.
- [11] R. S. Ramsdell. *Amer. Mineralogist*. 1947.
- [12] S. Contreras et J. L. Robert J. Camassel. *Matériaux semi-conducteurs à grand gap : SiC*. 1998.
- [13] R. P. Rodriguez. *Planar Edge Terminations and Related Manufacturing Process Technology for High Power 4H-SiC Diodes*. 2005.
- [14] AIRBUS France Eurocopter Nexter Electronics MBDA France Thales Systèmes Aéroports SA Thales Avionics Thales Corporate Services SAS Thales Underwater Systems. *FIDES*. 2009.
- [15] Finn Jensen. *Electronic component reliability*.
- [16] C. Gigoux. *Essai de fiabilité des composants électroniques : limites de la loi d'Arrhenius*. 1999.
- [17] V. Smet. Fiabilité et analyse de défaillances de modules de puissance IGBT. 2008.
- [18] RAPSDRA. Reability of advanced high power semiconductor devices for railway traction applications. 1998.

- [19] A. T. Plumpton D. Newcombe M. P. Rodriguez, N. Y. A. Shammam and D. E. Crees. *Static and dynamic finite element modelling of thermal fatigue effects in insulated gate bipolar transistor modules*, volume 40. 2000.
- [20] D.-L. Blackburn. *Temperature measurements of semiconductor devices*. 2004.
- [21] P. Friedrichs. *Static and Dynamic Characteristics of 4H-SiC JFETs Designed for Different Blocking categories*, volume 338-342. Materials Science Forum, 2000.
- [22] D. Planson, J.P. Chante, M. Lazar, P. Brosselard, C. Raynaud, D. Tournier, M.L. Locatelli, and F. Nallet. Electrothermal simulations of silicon carbide current limiting devices. In *Industrial Technology, 2003 IEEE International Conference on*, volume 2, pages 1135 – 1140 Vol.2, dec. 2003.
- [23] D. Tournier, P. Godignon, J. Montserrat, D. Planson, C. Raynaud, J.P. Chante, J.-F. de Palma, and F. Sarrus. A 4h-sic high-power-density vjfet as controlled current limiter. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 39(5) :1508 – 1513, sept.-oct. 2003.
- [24] Dominique Bergogne, Herve Morel, Dominique Tournier, Bruno Allard, Dominique Planson, Christophe Raynaud, and Mihai Lazar. Normally-on devices and circuits, sic and high temperature : using sic jfets in power converters, 2008. Integrated Power Systems (CIPS), 2008 5th International Conference on.
- [25] Sumi Krishnaswami Husna Fatima James Scofield, Sei-Hyung Ryu and Anant K. Agarwal. 1.8 kv, 10 m²-cm² 4h-sic jfets. *Air Force Research Laboratory*, 2006.
- [26] R.L. Johnson. High temperature silicon-on-insulator pressure sensor technology. *High Temperature Electronics, 1999. HITEN 99. The Third European Conference on*, pages 45–48, 1999.
- [27] R.R. Grzybowski. Long term behavior of passive components for high temperature applications-an update. *High Temperature Electronics Conference, 1998. HITEC. 1998 Fourth International*, pages 207–214, 14-18 Jun 1998.
- [28] Jian Yin, Zhenxian Liang, and J.D. van Wyk. High temperature embedded power module. *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2005. APEC 2005. Twentieth Annual IEEE*, 1 :357–361 Vol. 1, 6-10 March 2005.
- [29] Jian Yin, Zhenxian Liang, and J.D. van Wyk. High temperature embedded sic chip module (ecm) for power electronics applications. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 22(2) :392–398, March 2007.
- [30] A.C. Chilton. Interconnections constrained by convention. *High Temperature Electronics, 1999. HITEN 99. The Third European Conference on*, pages 111–115, 1999.
- [31] H. Wang, F. Wang, A.Q. Huang, and C.W. Tipton. Investigation of power mosfets for high temperature operation. *Industry Applications Conference, 2005. Fourtieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005*, 1 :388–392 Vol. 1, 2-6 Oct. 2005.
- [32] R. Spyker, J. Huth, I. Mehdi, and A. Brockschmidt. 300 c high temperature magnetics. *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2005. APEC 2005. Twentieth Annual IEEE*, 2 :1275–1280 Vol. 2, 6-10 March 2005.

- [33] T. Nomura, M. Masuda, N. Ikeda, and S. Yoshida. Switching characteristics of gan hfets in a half bridge package for high temperature applications. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 23(2) :692–697, March 2008.
- [34] L. Dupont, Z. Khatir, S. Lefebvre, R. Meuret, B. Parmentier, and S. Bon-temps. Electrical characterizations and evaluation of thermo-mechanical stresses of a power module dedicated to high temperature applications. *Power Electronics and Applications, 2005 European Conference on*, pages 11 pp.–, 11-14 Sept. 2005.
- [35] L. Coppola, D. Huff, F. Wang, R. Burgos, and D. Boroyevich. Survey on high-temperature packaging materials for sic-based power electronics modules. *Power Electronics Specialists Conference, 2007. PESC 2007. IEEE*, pages 2234–2240, 17-21 June 2007.
- [36] K. Suganuma. Conductive adhesives : Alternative to high temperature solders and the future. *Polymers and Adhesives in Microelectronics and Photonics, 2007. Polytronic 2007. 6th International Conference on*, pages 30–35, Jan. 16 2007-Yearly 18 2007.
- [37] T. Funaki, A.S. Kashyap, H.A. Mantooth, J.C. Balda, F.D. Barlow, T. Kimoto, and T. Hikihara. Characterization of sic diodes in extremely high temperature ambient. *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. APEC '06. Twenty-First Annual IEEE*, pages 7 pp.–, 19-23 March 2006.
- [38] W. Liu, K. Etessam-Yazdani, R. Hussin, and M. Asheghi. Modeling and data for thermal conductivity of ultrathin single-crystal soi layers at high temperature. *Electron Devices, IEEE Transactions on*, 53(8) :1868–1876, Aug. 2006.
- [39] H. Tokuda, Y. Tanaka, H. Nakagawa, M. Aoyagi, K. Fukuda, H. Ohashi, T. Tsuno, T. Hoshino, Y. Namikawa, and H. Hayashi. Investigation of a sic module with a high operating temperature for power applications. *Electronics Packaging Technology Conference, 2007. EPTC 2007. 9th*, pages 931–936, 10-12 Dec. 2007.
- [40] T. Nomura, M. Masuda, S. Yoshida, T. Yamate, Y. Sudo, and J. Takeda. Discrete and half bridge module using gan hfets for high temperature applications more than 200°C. *Power Semiconductor Devices and IC's, 2007. ISPSD '07. 19th International Symposium on*, pages 117–120, 27-31 May 2007.
- [41] H.A. Mustain, A.B. Lostetter, and W.D. Brown. Evaluation of gold and aluminum wire bond performance for high temperature (500 /spl deg/c) silicon carbide (sic) power modules. *Electronic Components and Technology Conference, 2005. Proceedings. 55th*, pages 1623–1628 Vol. 2, 31 May-3 June 2005.



RAPPORT 1^{RE} ANNÉE - JOURNÉE DES DOCTORANTS

Delphine PAQUEREAU

Application de la théorie du contrôle par supervision à la gestion
automatique du trafic d'une ligne de métro

Responsable Industriel	Laurent BOURESCHÉ	THALÈS
Directeur de thèse	Eric NIÈL	AMPÈRE
Directeur de thèse	Laurent PIÉTRAC	AMPÈRE

Juillet 2012

Résumé

Au sein du groupe Thales, le service ATSSoft développe un système informatique en charge de la gestion centralisée et automatisée de l'exploitation d'une ligne de métro. Ce système permet de gérer en temps réel le trafic et d'assurer l'offre de transport en direction des usagers. Aujourd'hui, lorsqu'une perturbation sérieuse se produit sur la ligne, le logiciel de supervision n'apporte aucune aide à l'opérateur dans l'exécution de procédures d'exploitation. Les recherches ont donc pour objectif de formaliser et synthétiser ces procédures, dans le cadre de la théorie du contrôle par supervision, afin de proposer aux opérateurs des scénarios de réaction pour la gestion sûre de situations dégradées.



Sommaire

Introduction	3
1 Contexte d'étude	4
1.1 Contexte de recherche	4
1.2 Contexte industriel	4
1.2.1 Groupe Thalès	4
1.2.2 Clients ATS	4
1.3 Métro parisien - RATP	4
1.4 Supervision d'une ligne de métro	5
1.5 Problématique	5
1.6 Démarche de travail et planning	6
2 Système de supervision industriel	8
2.1 Etat de l'art	8
2.2 Système informatique ATSsoft	9
2.2.1 Présentation	9
2.2.2 Fonctionnalités	10
2.2.3 Interface Homme Machine IHM	11
3 Théorie du contrôle par supervision	15
3.1 Principe de la théorie	15
3.2 Méthodes de synthèse	16
3.3 Logiciels	16
4 Premiers développements	17
4.1 Problématique détaillée	17
4.2 Premières modélisations	18
4.2.1 Objectifs	18
4.2.2 Système choisi	18
4.2.3 Modèles	20
4.2.4 Bilan des premières modélisations	23
Conclusion et discussion	24
A Annexe 1	29
B Annexe 2	30



Table des figures

1.1	Planning prévisionnel	7
2.1	PCC Ligne 13 - Paris	9
2.2	Fonctionnalités ATSSoft	10
2.3	Image de la ligne - poste opérateur	12
2.4	Image de la ligne, vue de détail - poste opérateur	13
2.5	Programme d'exploitation	14
4.1	Automate du procédé Train 1	20
4.2	Automate incident Station C	20
4.3	Automate du procédé sous contrôle - Train 1, incident station C	21
4.4	Automate du procédé sous contrôle - Train 2, incident quai C1	21
A.1	Clients du système ATSSoft	29
B.1	Représentation du programme d'exploitation - Graphe espace / temps	30
B.2	Graphe espace / temps - Service provisoire	31



Introduction

Depuis quelques années, la supervision du trafic ferroviaire a évolué avec l'arrivée des systèmes informatisés de contrôle et de commande qui a modifié le rôle de l'opérateur humain. L'automatisation des opérations s'est généralisée pour faire progresser la sécurité ainsi que l'offre proposée aux voyageurs. Les systèmes modernes de supervision de trafic ferroviaire appelés Automatic Train Supervision (ATS) centralisent toute la commande ferroviaire dans un seul poste appelé Poste de Commande et de Contrôle centralisés ou PCC. Cependant, il existe toujours des modes d'exploitations dans lesquels l'opérateur humain doit reprendre le contrôle des opérations, comme lors d'un incident majeur. Dans l'objectif d'améliorer le service rendu lors de ces situations, la société Thalès souhaite développer des procédures d'exploitations structurées pour aider les opérateurs. Dans ce cadre, les recherches portent sur "L'application de la théorie du contrôle par supervision à la gestion automatique du trafic d'une ligne de métro". La première partie de ce rapport présente le contexte de l'étude : la société Thalès, le monde du métro, la problématique et la démarche de travail mise en place. Une présentation de la supervision de systèmes industriels au travers de la littérature ainsi qu'une description des fonctionnalités de l'application ATSoft, objet de la recherche, sont exposées ensuite. La troisième partie est consacrée à une présentation de la théorie du contrôle par supervision en s'appuyant sur des recherches déjà effectuées. La dernière partie apporte des précisions sur la problématique de l'étude et permet de présenter les premiers développements réalisés.

Contexte d'étude

1.1 Contexte de recherche

Mes recherches s'inscrivent dans le cadre d'un contrat CIFRE (Convention Industrielle de Formation par la Recherche) financées par l'ANRT. Il s'agit d'une collaboration, avec un double objectif scientifique et appliqué, entre le laboratoire AMPERE et le groupe THALES. Le service ATSSoft, que j'ai intégré depuis six mois, est une équipe d'une douzaine de personnes en charge du développement informatique et de l'amélioration de l'application ATS. Ce service appartient au département Transport & Sécurité de Thales Communications & Security et a été créé en 2008 pour développer une application produit indépendamment des projets en cours. Depuis le mois de décembre 2011, je réalise mes travaux sur le site de l'entreprise à Vélizy (78 - Yvelines).

1.2 Contexte industriel

1.2.1 Groupe Thalès

Leader mondial des systèmes de transport intégrés, Thales est présent dans trois grands domaines : la signalisation ferroviaire grandes lignes et urbaine, les systèmes intégrés de communication et de supervision et les systèmes de billettique. Thales a développé des systèmes multimodaux, autorisant les voyageurs à passer par exemple du métro au bus et du bus au tramway ainsi que des centres de contrôle opérationnels qui sont les centres nerveux des réseaux ferroviaires. Dans le cadre de ses activités de supervision, l'application ATSSoft (Automatic Train Supervision) est un système informatique en charge de la gestion centralisée et automatisée de l'exploitation d'une ligne de métro. Ce système permet de gérer en temps réel le trafic et d'assurer l'offre de transport en direction des usagers.

1.2.2 Clients ATS

Thales a installé son premier système ATS de supervision d'une ligne de métro à Mexico en 1968 et possède donc un savoir-faire depuis plus de 40 ans. Entre les années 70 et 90, des ATS sont mis en place chez des clients historiques en Amérique du Sud (Chili, Venezuela, Mexique). Au début des années 2000, Thales obtient des affaires importantes à Singapour et à Paris pour la RATP, puis à Bruxelles et Athènes. Aujourd'hui, le service ATSSoft travaille sur des projets pour Saint-Domingue et Panama pour la mise en place de nouvelles lignes, et rénove certaines lignes de la RATP.(voir carte p 29)

1.3 Métro parisien - RATP

Une ligne de métro est composée principalement de deux voies allant d'un terminus à un autre en desservant un certain nombre de stations. Elle possède des voies de garage dans ses terminus mais également dans certaines stations, terminus historiques de ligne avant extension. Des aiguillages ainsi que des emplacements de stockage sont placés à divers endroits de la ligne afin de permettre le passage d'une rame sur l'autre voie en cas de problème. La régulation

du trafic du métro parisien ainsi que la gestion des incidents en ligne sont assurées par des postes de commande et de contrôle (PCC). A l'origine centralisés boulevard Bourdon (Métro Bastille), les PCC sont en cours de décentralisation auprès de leurs lignes respectives et de modernisation. Lors d'une perturbation importante sur l'une des anciennes lignes, le chef de la régulation responsable de la ligne a besoin de trois autres opérateurs pour gérer l'incident en raison de l'organisation et de l'ergonomie du poste.[1][2][3]

Les nouveaux PCC proposent une organisation très différente, ils rassemblent le PCC et les deux postes de manœuvres en terminus dans une même salle permettant la gestion du trafic en ligne et de la gestion des départs et dépôts. La mise en place de ce nouveau type de salle de contrôle relocalise les centres de régulation au plus près de la ligne et regroupe l'ensemble des intervenants sur la régulation d'une ligne dans une même pièce. Cette nouvelle organisation permet également une gestion plus globale des incidents.

1.4 Supervision d'une ligne de métro

Depuis quelques années, la supervision du trafic ferroviaire s'est transformé : l'activité de l'opérateur humain a été remplacée par des systèmes informatiques de surveillance et de commande. L'ATS, Automatic Train Supervision, assure le contrôle de l'exécution de l'offre de transport en supervisant les systèmes d'acquisition et de commande directement reliés au terrain que sont l'ATC, Automatic Train Control, et la Signalisation. Ainsi, il assiste les opérateurs en charge de la supervision de la ligne en leur indiquant la position de l'ensemble des trains, le programme d'exploitation à respecter et la disponibilité des conducteurs et des trains. Il leur permet également de gérer les garages et les dépôts et de réguler le trafic pour assurer une offre de transport au plus proche de la demande des passagers.

Le système de contrôle automatique des trains ATC permet la mise en sécurité du système et le pilotage automatique des trains. Il est composé de deux systèmes : l'ATP : Automatic Train Protection, et l'ATO : Automatic Train Operation. Le système automatique de protection des trains ATP protège les passagers, le personnel et les équipements contre les principaux dangers liés à la circulation ferroviaire (collisions entre trains, survitesses, déraillements, ...). Le système active le freinage d'urgence en cas de non respect de l'espacement entre les trains, d'incompatibilité de mouvement, de non respect de signaux,... Le système ATO contrôle le profil de vitesse et les arrêts en station afin de respecter les horaires prévus pour la journée d'exploitation. Dans le cas d'un système automatique intégral, sans conducteur, il gère également l'ouverture et la fermeture des portes et redémarre le train.

La signalisation terrain (signaux et enclenchements) doit quant à elle empêcher les mouvements de trains incompatibles dans les zones d'aiguillage.

1.5 Problématique

Au cours d'une journée d'exploitation d'une ligne de métro, de nombreux incidents peuvent venir perturber la bonne gestion du trafic et donc diminuer considérablement l'offre proposée aux usagers. Lorsque ces incidents sont mineurs, l'impact sur le trafic restera limité et engendrera seulement des faibles retards et des temps de stationnement plus long en station. Cependant, si l'incident est plus sérieux, les répercussions sur la sécurité des passagers et l'exploitation de la ligne seront plus importantes. Un incident mineur est géré automatiquement, sans nécessité d'actions de la part des opérateurs de supervision contrairement aux incidents majeurs où leur intervention est indispensable. Aujourd'hui, lorsqu'une perturbation sérieuse arrive sur une ligne de métro, le système ATS développé par Thalès signale par alarmes les dysfonctionnements qui se produisent sur la ligne mais n'apporte pas d'aide à la décision à l'opérateur pour une gestion globale de l'incident. Les opérateurs en charge de la supervision de la ligne mettent en place des

stratégies et exécutent des procédures en fonction de leurs connaissances, de leurs habitudes et de leur expérience.

Par exemple, lors de l'accident du métro en Gare de Lyon en 1988, les erreurs du conducteur et des circonstances exceptionnelles associées à un manque d'informations des superviseurs et un manque de procédures appropriées ont conduit à une collision mortelle entre deux métros [4]. Un rapport d'enquête technique sur un incident lié à des dégagements de fumée sur la ligne 4 de la RATP en 2005 a mis en évidence des facteurs qui auraient pu engendrer des conséquences beaucoup plus graves [5]. La gestion de l'incident a en effet été ralentie par la multiplicité des documents à consulter, le défaut d'efficacité du système de désenfumage et une désorganisation et un manque de communication entre les interlocuteurs situés au PCC et dans les stations concernées.

Dans le but d'assurer aux passagers le meilleur service possible, l'industriel souhaiterait développer une aide à l'opérateur pour uniformiser et améliorer la gestion du trafic à la suite d'une perturbation majeure ayant fortement dégradé les conditions d'exploitation. Ainsi, l'application n'apporterait pas seulement des outils pour gérer ces situations, comme c'est le cas aujourd'hui, mais également des méthodes d'utilisation. Dans le cadre de l'application de la théorie du contrôle par supervision, la formalisation des procédures d'exploitation permettrait d'augmenter l'efficacité du traitement des situations perturbées.

1.6 Démarche de travail et planning

Depuis le mois de décembre 2011, je réalise mes recherches sur le site de Thalès. Le travail effectué pendant ces six premiers mois a été partagé entre la compréhension du système industriel et les recherches bibliographiques. La première phase de la thèse a été consacrée à l'appropriation du contexte industriel, la découverte de la gestion automatique du trafic d'une ligne de métro ainsi qu'à la formation pour utiliser l'application ATS. La recherche bibliographique a tout d'abord porté sur les systèmes de supervision industriels, les systèmes de gestion du trafic, les études sur le monde du métro, la formalisation de procédure d'exploitation, permettant ainsi de réaliser un état de l'art des domaines rencontrés. Après avoir mis en œuvre des premières modélisations du procédé étudié, les recherches bibliographiques se sont concentrées sur les différentes approches de la théorie du contrôle par supervision permettant notamment de gérer l'explosion combinatoire de la taille des modèles obtenus. L'objectif de l'étude étant de formaliser des procédures d'exploitation, une phase de dialogue avec des équipes d'opérateurs chargés de l'exploitation d'une ligne sera nécessaire pour acquérir des savoirs métier et recenser les principales procédures d'exploitation utilisées. Ces connaissances devront être ensuite formalisées puis, dans le cadre de la théorie du contrôle par supervision, la modélisation du système permettra de valider ces procédures voire de les améliorer. Suivant les résultats obtenus, une aide à l'implémentation sera proposée au sein du système ATSoft pour la mise en œuvre de procédures d'exploitation. Le tableau suivant permet de visualiser les tâches déjà effectuées et propose un calendrier prévisionnel des tâches à réaliser que ce soit dans l'entreprise, le laboratoire ou bien chez un client.

	Année 1			Année 2				Année 3		
Phase 1	THALES									
Phase 2	THALES									
Phase 3			CLIENT / THALES							
Phase 4				THALES / AMPERE						
Phase 5							THALES			
Phase 6									AMPERE	

FIGURE 1.1 – Planning prévisionnel

- Phase 1 :
 - appropriation du contexte industriel
 - familiarisation avec l'utilisation de l'application ATS
- Phase 2 : bibliographie
- Phase 3 :
 - dialogue avec un exploitant
 - observations et échanges avec les opérateurs
 - identification des contraintes
 - approfondissement des connaissances sur le système en exploitation et les perturbations rencontrées
 - recensement des principales procédures d'exploitation
- Phase 4 :
 - formalisation des procédures d'exploitation
 - détermination du modèle abstrait
- Phase 5 : aide à l'implémentation d'un prototype dans l'application
- Phase 6 : rédaction du mémoire de thèse et préparation de la soutenance

2

2 Système de supervision industriel

2.1 Etat de l'art

La supervision de système couvre un large éventail d'applications industrielles qui peuvent être séparées en deux catégories : les procédés industriels et le contrôle du trafic. La supervision du trafic permet de gérer des éléments mobiles dans un environnement particulier soumis à des contraintes de sécurité, de rapidité, de productivité, ... Ce type de supervision permet de contrôler la circulation des éléments et de réguler les flux. On peut citer comme exemple de systèmes industriels : la supervision de la production dans une usine pharmaceutique modélisée à l'aide de réseaux de Petri [6], la gestion du procédé d'extraction de sables [7], la supervision de machines dans un atelier de production [8], [6] ou la restauration de l'énergie sur d'une ligne électrique [9].

Une étude faite sur le pilotage en ligne d'un système de véhicules autoguidés dans une usine de production prend en considération les contraintes liées à la régulation du trafic et à la gestion de conflits ainsi que les contraintes inhérentes à la production [10][11].

Dans le domaine des transports, la supervision est présente afin d'offrir aux usagers l'offre de transport la plus large et la plus fiable possible. La gestion d'un réseau autoroutier [12] nécessite de connaître les événements perturbateurs se produisant, d'en informer les utilisateurs et de mettre en œuvre les actions pour limiter les conséquences sur la circulation. Dans une agglomération, la connaissance de la position en temps réel des différents bus permet, par exemple, au superviseur en charge des lignes d'augmenter l'offre de transport [13], [14]. Dans le cadre d'une modélisation multi agents du système [15] [16] [17], le trafic des bus lors de perturbations peut être amélioré grâce à la mise en place d'un système d'aide à la décision. Une gestion bimodal entre les bus et les tramways dans certaines villes [18], [19], permet d'adapter la coordination entre les différents transports en commun à la demande des usagers.

De nombreuses études ont également été réalisées sur les métros, notamment sur la supervision du trafic, l'aide à la décision lors d'incidents, l'amélioration de l'ergonomie de l'interface homme machine des superviseurs. Des chercheurs ont travaillé sur le projet SART (Système d'aide à la Régulation du Trafic) [20] [21] [22] ayant pour objectif le développement d'un système d'aide à la décision pour les responsables de la régulation d'une ligne de métro. Ce projet a impliqué des ergonomes [23] [24] pour l'identification de stratégies de régulation et des informaticiens [25] pour la modélisation du système à l'aide de graphes contextuels [26].

La mise en place de procédure d'exploitation permet aux opérateurs de réagir plus sûrement et plus rapidement à des situations anormales ou critiques [27]. Dans ce cadre, des études ont été réalisées pour établir des procédures pour les pilotes dans les cockpits d'avions [28] [29][30].

Pour la gestion d'incidents dans les systèmes ferroviaires, une analyse préliminaire des risques peut être effectuée en amont [31][32] pour mettre en évidence les situations dangereuses et les événements redoutés. Une analyse fonctionnelle du système peut également permettre de déterminer les modes de défaillances et améliorer la sûreté de fonctionnement [33][34][35].

2.2 Système informatique ATSSoft

2.2.1 Présentation

Le système ATS [36] supervise les systèmes d'acquisition et de commande d'une ligne de métro afin d'assurer une offre de transport au plus proche du programme d'exploitation. Ce programme est chargé en début de journée et correspond à la demande prévisionnelle des usagers. Les opérateurs assurant la gestion de la ligne sont regroupés dans un Poste de Commande et Contrôle (PCC) et sont confinés à des tâches de surveillance dans la majeure partie de leur activité. Trois opérateurs sont au minimum nécessaires pour superviser une ligne de métro utilisant le système ATS développé par Thalès, deux opérateurs gérant les terminus d'extrémités et un opérateur pour la ligne. Un écran géant leur donne une vision d'ensemble du système avec une représentation symbolique de la ligne comprenant les positions des trains et l'état d'alimentation en courant. A son poste de travail, un opérateur dispose également de plusieurs écrans lui permettant d'obtenir des vues détaillées de la ligne et des représentations graphiques du programme d'exploitation. Il peut ainsi intervenir sur le système, modifier la circulation des trains, couper l'alimentation électrique,...



FIGURE 2.1 – PCC Ligne 13 - Paris

2.2.2 Fonctionnalités

L'application ATSSoft permet de gérer un certain nombre de fonctionnalités [37] de manière automatique et propose aux opérateurs des fonctionnalités d'aide à l'exploitation pour améliorer l'offre de transport. La représentation symbolique suivante de la ligne présente ces principales fonctionnalités.

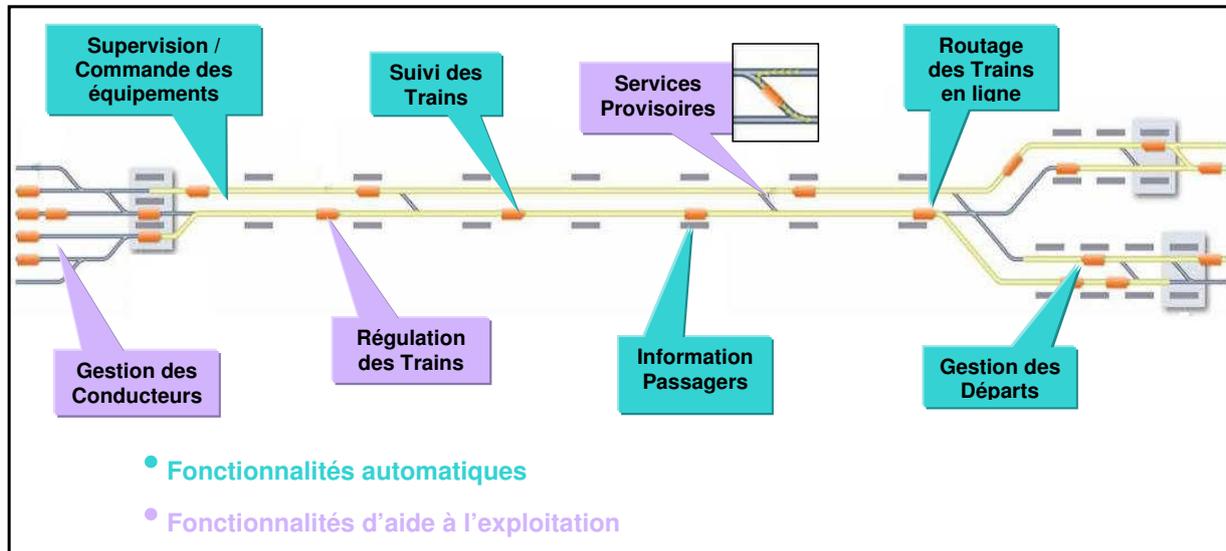


FIGURE 2.2 – Fonctionnalités ATSSoft

Fonctionnalités automatiques

L'ATS acquiert les informations des équipements terrains et les modélisent dans une base de donnée temps réel, ces informations sont prises en entrée pour les calculs. Par l'intermédiaire de dialogues, les opérateurs peuvent également commander certains équipements tels que les feux de départ (Départ Sur Ordre DSO) ou les routes. Le module de suivi des trains est essentiel dans l'application, en effet des algorithmes permettent de déduire la position des trains en ligne et dans les zones de manœuvre et leur identification à partir des acquisitions terrains. Le routage gère la mise en mouvement des trains sur la ligne de manière automatique et centralisée. Il vérifie la conformité avec la trajectoire prévue et résout d'éventuels conflits de priorité. La gestion des départs commande le cadencement des trains et assure le respect de l'ordre de marche lors de l'injection des trains sur la ligne. Dans chaque station, des informations sur les prochains trains attendus sont affichées à l'intention des passagers, telles que l'horaire de départ, les retards ou la destination.

Fonctionnalités d'aide à l'exploitation

Il existe deux types de régulation : la régulation en terminus qui veille au respect de l'horaire de départ et à la fluidité prévisionnelle du trafic, et la régulation en ligne qui veille au respect des heures de passage prévues en station et à la fluidité générale du trafic en appliquant les corrections sur le temps de stationnement et l'allure des trains. La régulation peut avoir comme objectif de respecter au mieux l'horaire théorique d'un train (mode horaire) ou de conserver un intervalle constant entre les différentes circulations de trains (mode intervalle). Les services provisoires sont des boucles mise en place lors d'exploitation dégradée de la ligne permettent de couvrir partiellement la ligne. Ainsi, une série d'aiguillages permet aux trains de passer d'une voie à l'autre en dehors des terminus. Dans ce cas, l'ATS met à jour automatique le programme

d'exploitation. La gestion des conducteurs est un module optionnel de l'application qui permet de piloter en temps réel l'affectation des conducteurs sur les trains.

2.2.3 Interface Homme Machine IHM

L'ensemble des informations acquises et calculées par l'ATS sont transmises aux opérateurs au travers d'une interface dédiée [38] représentant d'une part l'état de la ligne et d'autre part le programme d'exploitation. L'image de la ligne donne aux opérateurs les informations sur la position des trains, les routes tracées par la position des aiguillages, l'état des signaux, l'état d'alimentation des différentes sections de la ligne. Le bandeau supérieur met en évidence les alarmes détectées en différenciant leur importance par un code de couleur. Cette image offre une vue globale de la ligne qui permet de visualiser la position de l'ensemble des trains à un moment donné et donc de se faire une impression globale de la fluidité du trafic. (figure 2.3). Il est également possible d'obtenir des vues détaillées centrées sur une station (figure 2.4).



FIGURE 2.3 – Image de la ligne - poste opérateur

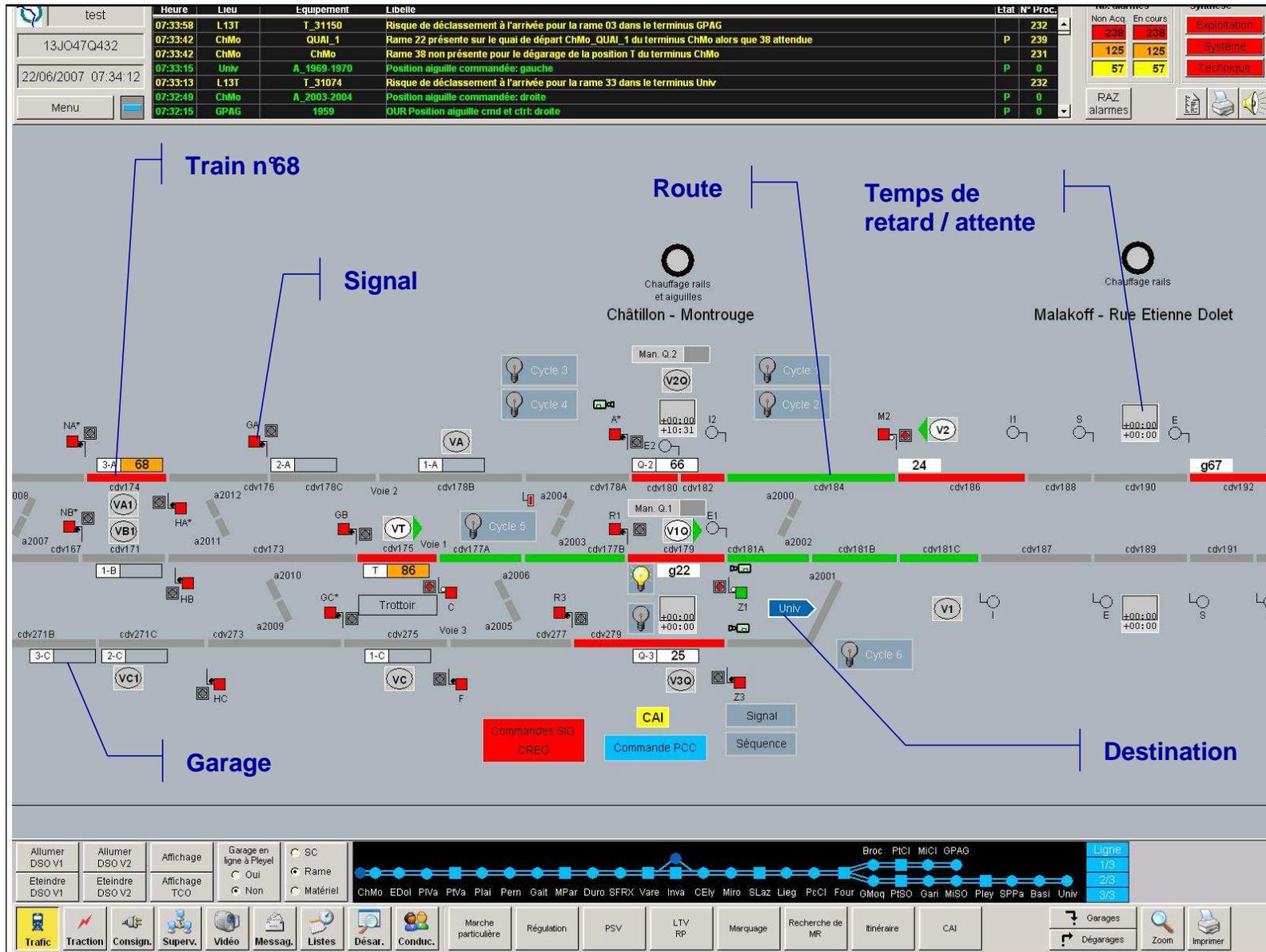


FIGURE 2.4 – Image de la ligne, vue de détail - poste opérateur

La deuxième représentation disponible est celle du programme d'exploitation. On peut le visualiser sous forme graphiquée où des modules représentent les circulations des trains passées, en cours ou futures à l'arrivée ou au départ d'un terminus. Cet outil de visualisation est mis à jour en temps réel en prenant en compte les effets de la régulation. Il informe, au travers de l'inclinaison des liens entre les différents modules, des avances ou retards des trains par rapport à leur horaire théorique. Les opérateurs peuvent également intervenir directement sur les circulations (ajout, suppression, déclassement, ...) au travers de boîtes de dialogue.

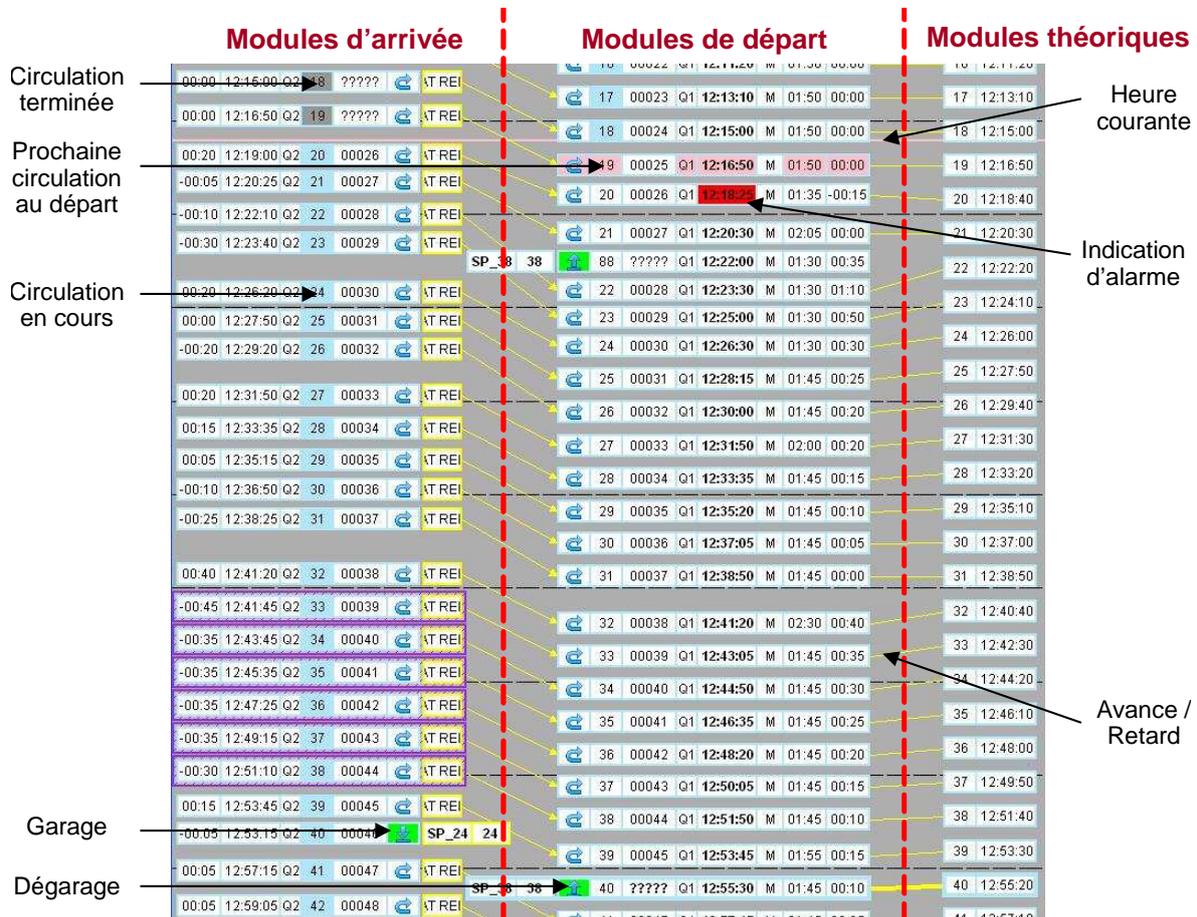


FIGURE 2.5 – Programme d'exploitation

Le programme d'exploitation peut également être représenté sous forme de graphe espace-temps et apporté ainsi un angle complémentaire dans la visualisation de l'état de la ligne. Cette représentation met en avant d'éventuels conflits qui pourraient apparaître entre les circulations. (voir p 30)

Théorie du contrôle par supervision

3.1 Principe de la théorie

La théorie du contrôle par supervision a été initiée par Wonham et Ramadge en 1987 [39] [40][41]. Cette théorie permet de séparer la modélisation d'un système à états discrets et celles des spécifications qu'il doit respecter. Par synthèse du procédé et de ses spécifications, on détermine un modèle de commande complet qui respecte l'ensemble des propriétés voulues, un superviseur. La théorie du contrôle par supervision démontre qu'en associant un procédé et ses spécifications, il existe toujours un superviseur optimal vérifiant les propriétés du cahier des charges et permettant au système d'accomplir sa tâche. Cette théorie est basée sur des formalismes mathématiques comme la théorie des langages [olivier carton] et les automates à états [42].

Dans la théorie du contrôle par supervision, le procédé représente ce que le système peut faire, il est modélisé à l'aide d'un langage adapté. Le système est composé de sous-systèmes indépendants ou liés par des interactions agissant en parallèle ou de manière séquentielle. Au système sont associées des spécifications correspondant à chacune des propriétés du cahier des charges que le système doit respecter. Le superviseur contraint le système à suivre ces propriétés. Les spécifications sont de deux types : les spécifications de sécurité et les spécifications de vivacité. Les spécifications de sécurité représentent ce que le système ne doit pas faire, ce qui consiste à interdire des successions d'événements dangereuses. Les spécifications de vivacité modélisent ce que le système doit faire, ce qui revient à n'autoriser qu'un certain nombre d'événements dans un état donné.

Le superviseur synthétisé est dit permissif car il laisse au système la plus grande liberté possible en terme de génération d'événements, le procédé est restreint le moins possible, tout en respectant les limites fixées par le cahier des charges.. La théorie prend également en compte une propriété de sécurité : la contrôlabilité des systèmes [43] [44]. Le superviseur est un dispositif de sécurité qui empêche le procédé d'exécuter des événements qui conduirait le système contrôlé à un comportement non spécifié dans le cahier des charges. Cependant, le superviseur ne peut pas interdire certains événements dits incontrôlables. On souhaite également que le superviseur soit non bloquant. Cette propriété garantit qu'au moins un état final est accessible par tous les états atteints par le système contrôlable. Les états finaux représentent par exemple les tâches que le système doit toujours pouvoir finir.

Pour résumer, l'existence d'un superviseur permissif au maximum, contrôlable et non bloquant est toujours vérifiée pour un procédé et des spécifications donnés même si le résultat obtenu peut être l'ensemble vide si aucune trajectoire ne respecte l'ensemble des spécifications ou si elles ne sont pas contrôlables. Cependant, le calcul du superviseur par la théorie du contrôle par supervision peut être complexe en raison de l'explosion combinatoire de la taille des modèles.

3.2 Méthodes de synthèse

A part pour quelques cas très simples, les automates du procédé et des spécifications ne sont pas construits directement lors de la mise en place du modèle. Le procédé est construit en réalisant la composition parallèle de l'ensemble des automates à états décrivant les sous-systèmes du système étudié. L'automate à états regroupant l'ensemble des spécifications d'un système est construit en réalisant le produit de toutes les spécifications.

L'approche centralisée est l'approche la plus générale dans l'utilisation de la théorie du contrôle par supervision appliquée aux automates à états. Un superviseur permet d'autoriser ou d'inhiber les événements générés par le procédé modélisant le système étudié pour respecter l'ensemble des spécifications. Lors de la détermination du procédé sous contrôle, plus le système est complexe et plus le nombre d'états et de transitions est important, l'étude du système est alors difficile voire impossible. D'autres approches ont été mises en place pour essayer de limiter cette explosion combinatoire de la taille des modèles. On peut ainsi réaliser une décomposition verticale du système en séparant les contraintes en plusieurs niveaux de superviseurs qui interagissent sur le même procédé [45] [46]. Une décomposition horizontale du système est également possible en s'appuyant sur l'approche modulaire ou l'approche décentralisée.

Dans l'approche modulaire [8][47][48][49][50], plusieurs superviseurs contrôlent en même temps le même procédé. Pour chaque spécification du système, on synthétise donc le superviseur associé. Cependant, les propriétés d'existence, de blocage et de permissivité doivent être vérifiées afin de ne pas modifier le comportement permis par le procédé global [50][51]. L'approche décentralisée [51][52] propose de décomposer le procédé en plusieurs sous-procédés contrôlés chacun par leur superviseur. L'approche décentralisée peut être plus facilement applicable à des systèmes de production organisés par zones de travail. L'intérêt de cette approche est que chaque superviseur local supervise un procédé local construit sur un alphabet qui est un sous-ensemble de l'alphabet du système global. Comme pour l'approche modulaire, il faut s'assurer que les propriétés attendues sont toujours vérifiées.

3.3 Logiciels

Une équipe de chercheurs suédois a développé un logiciel en libre accès *Supremica* qui permet d'appliquer la théorie du contrôle par supervision à des systèmes complexes. Après avoir créé l'ensemble des automates décrivant le système, l'analyse de celui-ci se fait en plusieurs étapes [53][54][55] : - La synchronisation du système en réalisant la composition parallèle du procédé et le produit des spécifications. - La vérification des propriétés du système telles que la contrôlabilité ou le caractère non bloquant du système. - La synthèse permettant d'obtenir un superviseur.

Développé dans des universités canadienne et américaine, le logiciel *DESUMA* intègre la librairie *UMDES*, permettant l'étude de systèmes à événements discrets modélisés par des automates à états, et un environnement graphique *GIDDES* pour la visualisation des modèles. Ce logiciel permet d'effectuer la vérification d'un certain nombre de propriétés sur le système étudié [56].

4.1 Problématique détaillée

Le programme d'exploitation d'une ligne de métro varie au cours de la journée suivant les événements se produisant sur la ligne. Une perturbation est considérée comme mineure si son impact sur le trafic est progressivement absorbé par les algorithmes de régulation en temps réel et si les opérateurs ont très peu d'action à réaliser sur le système. Les perturbations majeures, quant à elles, nécessitent l'intervention des opérateurs de supervision et peuvent être la conséquence de divers événements d'exploitation dont l'origine varie[57] [58]. En effet, une perturbation peut être provoquée par :

- une avarie du matériel : installations fixes (aiguillage, rail, signal, ...) et matériel roulant (porte, freinage, traction, ...)
- un accident de personne (chute, suicide, heurt, ...)
- un dégagement de fumée
- un déraillement
- une collision
- une intrusion sur la voie
- un heurt d'obstacle
- une succession d'incidents mineurs
- l'absence non prévue d'un conducteur

La situation perturbée est également pondérée par différents facteurs. Le moment de la journée (heure de pointe / heure creuse) où se produit l'incident impacte sur le nombre de trains présents sur la ligne, sur l'intervalle entre deux trains et donc sur la difficulté à gérer les conséquences sur le trafic. Le type de ligne (longueur, présence de fourche ou de boucle), la présence d'un train sous un tunnel sont également des facteurs pouvant augmenter la gravité d'une perturbation. Lorsqu'un incident s'est produit sur la ligne, les opérateurs de supervision peuvent réaliser des adaptations simples sur le programme d'exploitation afin de garantir un service continu aux voyageurs. L'IHM leur propose de nombreux dialogues leur permettant par exemple d'ajouter ou de supprimer des circulations de trains, d'inverser des circulations, de garer un train, de modifier le temps d'arrêt en station,... Lorsque la perturbation nécessite des adaptations plus importantes du trafic, l'exploitation est alors en mode dégradé. Les opérateurs de supervision peuvent couper le courant de traction sur l'ensemble de la ligne et le rétablir progressivement afin d'alimenter la plus grande partie de la ligne possible. Ils possèdent également le moyen de communiquer avec l'ensemble des conducteurs afin d'avoir une vision plus claire de la situation. La mise en place de service provisoire permet par exemple d'exploiter les parties de la ligne non touchées par l'incident mais avec une fréquence de trains plus faible. Dans tous les cas, les superviseurs s'efforcent de réduire au minimum la zone de l'incident où la circulation est interrompue afin de minimiser la gêne occasionnée aux voyageurs. Un opérateur réalise toutes ces adaptations en suivant sa propre stratégie de gestion d'incident puisque le système ATS ne lui propose pas de mettre en place des procédures bien définies et structurées. L'impact d'un incident sur le trafic est donc fortement lié aux compétences et savoir-faire de l'opérateur gérant la situation.

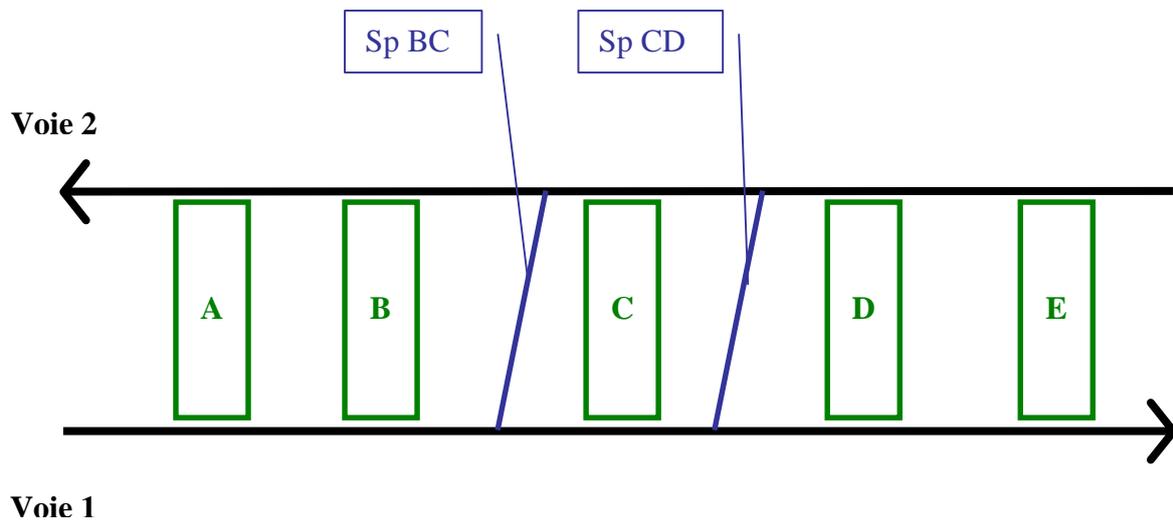
4.2 Premières modélisations

4.2.1 Objectifs

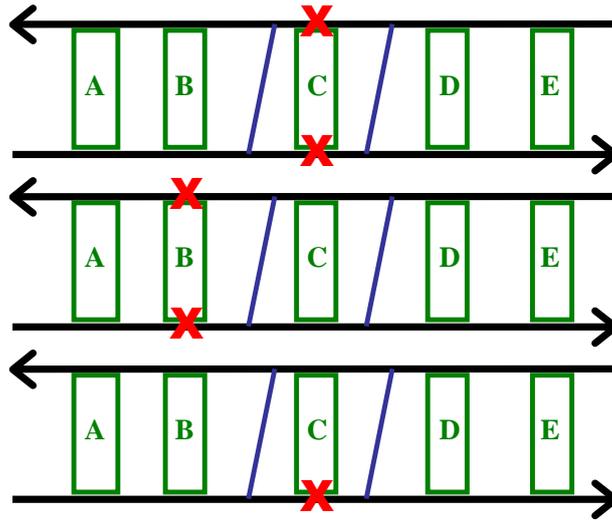
Pour commencer à appliquer la théorie du contrôle par supervision à la gestion automatique du trafic d'une ligne de métro, une problématique a été définie sur une ligne simplifiée. L'objectif est d'obtenir toutes les trajectoires réalisables par un train après une perturbation lors d'une exploitation de la ligne en mode dégradé. Cette modélisation n'a pas pour but de résoudre la problématique globale du sujet mais plutôt de commencer à observer le comportement d'un procédé simplifié et les conséquences des hypothèses faites sur le système. Le niveau d'abstraction choisi pour cette modélisation correspond à un niveau d'indications à fournir aux opérateurs, c'est-à-dire les différentes circulations réalisables par un train suivant sa position initiale lors de l'incident. Ce niveau d'abstraction n'est peut être pas représentatif de la modélisation à réaliser pour résoudre la problématique globale.

4.2.2 Système choisi

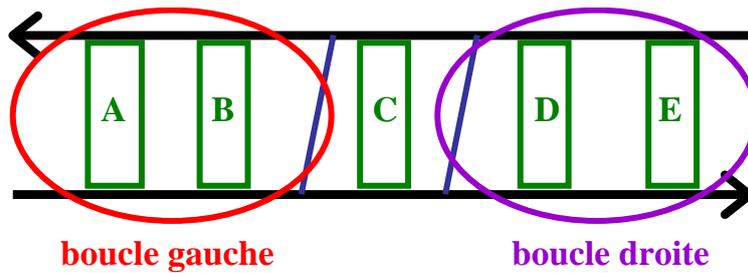
La ligne simplifiée étudiée est composée de cinq stations avec deux séries d'aiguillages permettant de mettre en place deux services provisoires (Sp) entre les deux voies de circulation.



Trois types d'incident sont étudiés : la station C est inaccessible, la station B est inaccessible et le quai de la voie 1 de la station C est inaccessible.



Pour faciliter la description des différentes circulations des trains, on nommera "boucle gauche" la circulation qui dessert les stations A et B et qui utilise le service provisoire BC. De même, la "boucle droite" décrira les circulations entre les stations D et E et le service provisoire CD.

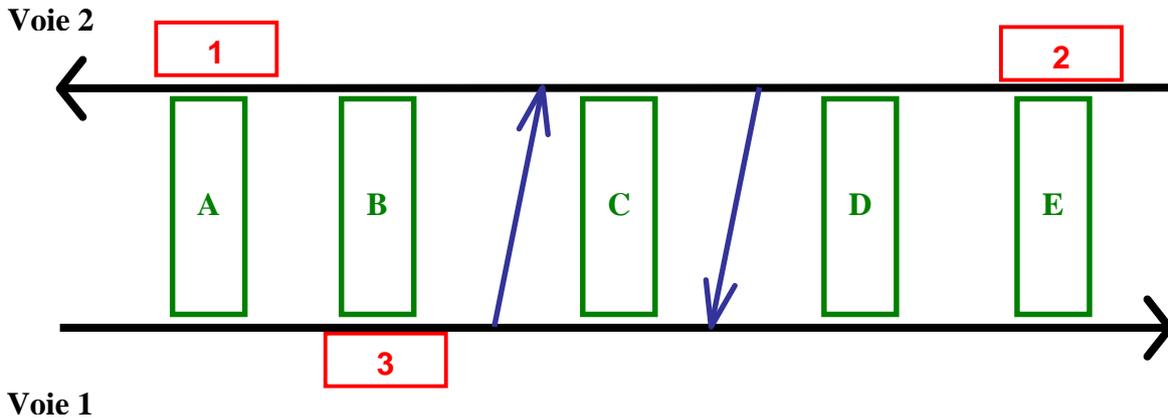


On va progressivement améliorer la modélisation du système en affinant les hypothèses. Pour ces premières modélisations, l'approche centralisée est utilisée comme méthode de synthèse par la théorie du contrôle par supervision.

4.2.3 Modèles

Première modélisation

Pour mettre en évidence les différentes circulations possibles des trains, on considère tout d'abord le mouvement d'un seul train sur la ligne en modifiant sa position initiale (quai A2, quai E2, quai B3). On fait l'hypothèse que les services provisoires sont unidirectionnels, le Sp BC permet de passer de la voie 1 à la voie 2 alors que le Sp CD permet de passer de la voie 2 à la voie 1.



Dans la modélisation choisie, un état représente une station et un événement le passage d'une station à la suivante. Tous les événements sont contrôlables puisqu'il est possible d'interdire à un train de quitter le quai de la station où il est stationné. On modélise un incident en interdisant le ou les états concernés et la position initiale du train par l'état initial de l'automate modélisant le train.

Pour exemple, les automates suivants correspondent au modèle du procédé du train 1, de la spécification de l'incident "la station C est inaccessible" et du procédé sous contrôle obtenu après synthèse.

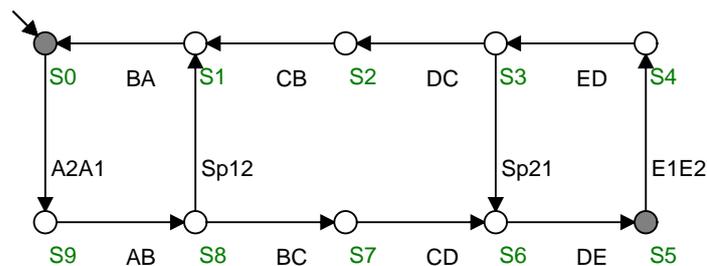


FIGURE 4.1 – Automate du procédé Train 1

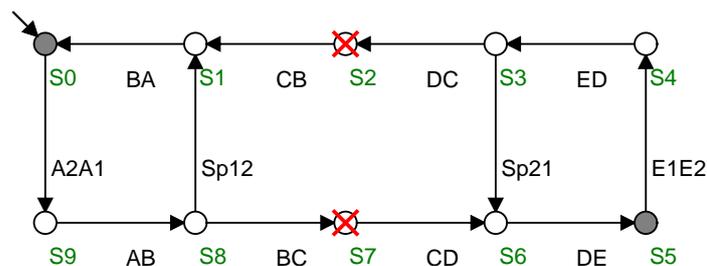


FIGURE 4.2 – Automate incident Station C

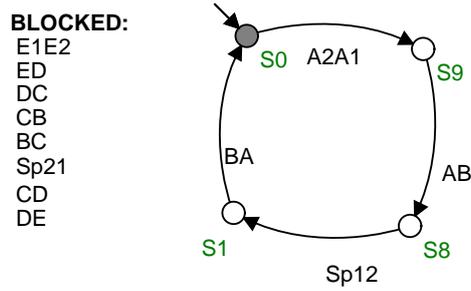


FIGURE 4.3 – Automate du procédé sous contrôle - Train 1, incident station C

Le tableau suivant donne les caractéristiques des 9 procédés sous contrôle obtenus avec les 3 types d'incident considérés et 3 positions initiales différentes.

Incident	Modèle du procédé sous contrôle et trajectoire		
	Train 1	Train 2	Train 3
Station C	4 états 4 transitions boucle gauche	4 états 4 transitions boucle droite	4 états 4 transitions boucle gauche
Station B	1 état 0 transition pas de mouvement possible	4 états 4 transitions boucle droite	1 état 0 transition pas de mouvement possible
Quai C1	4 états 4 transitions boucle gauche	9 états 12 transitions boucle droite ou passage par le quai C2 sur la boucle gauche	4 états 4 transitions boucle gauche

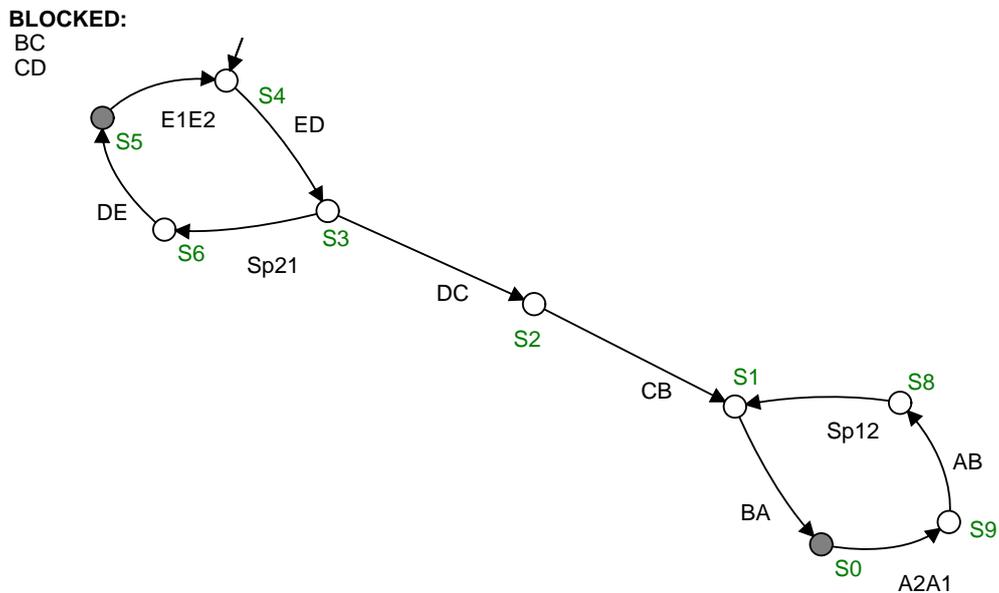
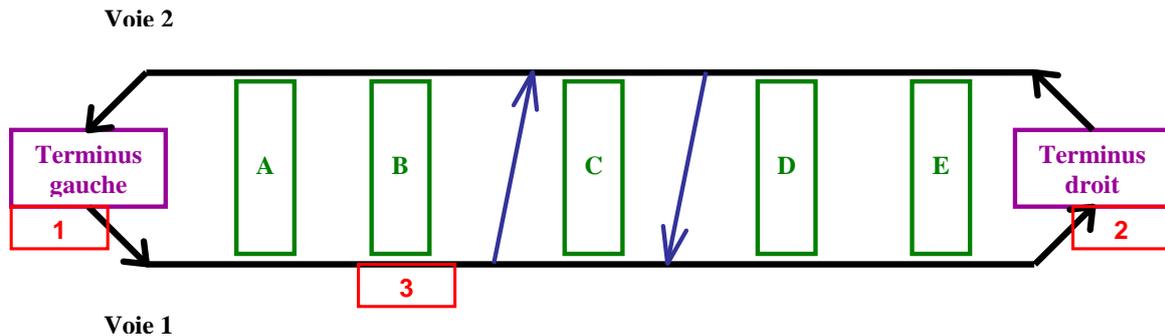


FIGURE 4.4 – Automate du procédé sous contrôle - Train 2, incident quai C1

Cette modélisation très simplifiée permet de mettre en évidence la circulation d'un train suite à un incident qui interdit l'accès à une partie de la ligne. Les modèles obtenus restent de très petites tailles mais sont également très éloignés du comportement réel d'une ligne.

Deuxième modélisation

Pour améliorer la modélisation, on va maintenant considérer la circulation de trois trains simultanément sur la ligne simplifiée décrite précédemment. Cette nouvelle hypothèse nous oblige à rajouter des contraintes interdisant les trains de se doubler et interdisant la présence de deux trains en même temps dans une même station. La modélisation est également affinée en mettant en place des terminus à chaque extrémité de la ligne où plusieurs trains peuvent être garés en même temps. A l'état initial, le train 1 est dans le terminus gauche de la ligne, le train 2 dans le terminus droit et le train 3 est stationné sur le quai B de la voie 1. On étudie toujours l'occurrence des mêmes incidents.



Pour la modélisation des incidents, on interdit l'occurrence des événements permettant d'atteindre la section de ligne rendue inaccessible.

Incident	Automate	Trajectoire
Station C	105 états 275 transitions	<u>Train 1 et 3</u> : boucle gauche Si les 2 trains sont situés sur des quais consécutifs, le train situé en arrière doit attendre le départ du premier train pour se déplacer <u>Train 2</u> : boucle droite
Station B	31 états 53 transitions	<u>Train 1</u> : pas de mouvement possible <u>Train 2</u> : boucle droite <u>Train 3</u> : passage sur la boucle droite par le quai C1
Quai C1	199 états 484 transitions	<u>Train 1 et 3</u> : boucle gauche <u>Train 2</u> : passage sur la boucle gauche par le quai C2 possible en plus des circulations sur la boucle droite

On remarque que la taille des modèles obtenus a considérablement augmenté en raison de la prise en compte des trois trains simultanément. Les trajectoires des différents trains ne sont plus lisibles facilement lors de l'observation de l'automate du procédé sous contrôle. Il faut explorer l'ensemble d'états pour déterminer les circulations possibles des trains.

Troisième modélisation

Les contraintes, ajoutées dans la modélisation précédente pour empêcher les trains de se doubler, interdisent également à un train de quitter une station si un train est déjà stationné dans la station suivante, ce qui ne correspond pas à une contrainte réelle. On choisit donc de modéliser aussi les inter-stations, parties de voie entre deux stations consécutives. Les services provisoires permettent donc maintenant de passer d'une inter-station d'une voie à l'inter-station de l'autre voie. Cette nouvelle hypothèse augmente considérablement la taille des modèles. En effet, l'automate du procédé modélisant la position d'un train sur la ligne passe de 12 états à 26 états.

Les trajectoires obtenues sont les mêmes que pour la modélisation précédente puisqu'on a conservé les mêmes contraintes, on a seulement affiné la modélisation des positions prises par les trains.

	Modèle du procédé sous contrôle et trajectoire	
Incident	Modélisation 2	Modélisation 3
Station C	105 états 275 transitions	1596 états 4525 transitions
Station B	31 états 53 transitions	169 états 315 transitions
Quai C1	199 états 484 transitions	3083 états 8408 transitions

4.2.4 Bilan des premières modélisations

Les modélisations effectuées d'une ligne de métro simplifiée ont permis de mettre en évidence l'applicabilité de la théorie du contrôle par supervision au trafic d'une ligne de métro. On a ainsi obtenu les trajectoires réalisables par l'ensemble des trains présents sur la ligne suivant l'occurrence de différents incidents. La formalisation des circulations des trains lors des incidents étudiés pourrait être encore plus affinée, par exemple en autorisant à deux trains d'être dans la même inter-station en même temps ou en donnant la possibilité de parcourir les services provisoires dans les deux sens de circulation. Ces hypothèses permettraient de prendre en compte d'autres caractéristiques réelles de la ligne et d'observer les conséquences de ces nouvelles contraintes et nouveaux degrés de liberté sur les comportements possibles du système.

Cependant, on a pu remarquer lors de la dernière phase de modélisation que la taille des modèles était devenue importante et l'explosion combinatoire du nombre d'état du modèle va encore plus augmenter si on prend en compte de nouvelles hypothèses. L'utilisation d'approches différentes de l'approche centralisée pour la synthèse de la théorie du contrôle par supervision pourrait en partie diminuer la taille des modèles obtenus. De plus, le niveau d'abstraction choisi pour ces modélisations ne correspond sûrement pas au bon niveau pour répondre à la problématique globale du sujet. En effet, le choix de faire une modélisation géographique de la ligne, très liée à la configuration même de la ligne, n'apporte à l'opérateur qu'une indication sur les circulations réalisables par les trains.

Cette étape était cependant nécessaire dans l'étude et a permis entre autre de mettre en avant l'impact de certaines hypothèses sur la modélisation et sur la taille des modèles obtenus.



Conclusion et discussion

Pour la supervision du trafic d'une ligne de métro, l'application ATS développée par Thalès permet aux opérateurs de surveiller que l'exécution de l'offre de transport se déroule suivant le programme d'exploitation prévu. Lorsqu'un incident majeur se produit sur la ligne, les conditions de transport sont fortement dégradées et le retour à une exploitation normale est confié aux opérateurs. Ceux-ci mettent alors en place des stratégies qu'ils élaborent suivant leur expérience et leur savoir-faire. L'objectif de l'étude est de développer des procédures d'exploitation afin d'uniformiser et de sécuriser les réactions et les stratégies des opérateurs face aux situations perturbées.

Dans ce cadre d'étude, il est nécessaire d'avoir une bonne connaissance du système et de ses contraintes ainsi que des perturbations pouvant se produire lors de l'exploitation d'une ligne de métro. Pour cela, la rencontre avec un exploitant et des échanges avec des opérateurs de supervision travaillant quotidiennement sur l'application sont nécessaires. A ce jour, aucune procédure d'exploitation ne semble être écrite. Il sera donc nécessaire, après avoir réalisé ces observations et récupéré les informations utiles, de formaliser et synthétiser les procédures avant de les modéliser. Ce manque de documentations écrites va un peu compliquer l'étude puisque la base de travail n'est pas existante mais doit être créée.

Une collaboration avec la RATP, client important de Thalès ayant une culture du monde du métro depuis plus d'un siècle, aurait pu m'apporter l'ensemble des informations nécessaires à la conduite de mes travaux. Cependant, le contexte tendu existant aujourd'hui entre les deux sociétés ne permet pas d'envisager une coopération. A l'heure actuelle, une collaboration avec les exploitants du métro de Bruxelles, la STIB, autre client de l'application ATS, est en train de se mettre en place afin d'obtenir les informations nécessaires à l'étude. Ces échanges devraient me permettre d'exprimer plus clairement les besoins et les attentes de l'industriel et des opérateurs de supervision. Après m'être plus particulièrement familiarisée avec le système et l'IHM de la ligne 13 du métro parisien, une période de formation à l'application de Bruxelles est maintenant nécessaire. En effet, la maîtrise des spécificités de la ligne, des contraintes culturelles, de l'IHM dédiée est essentielle avant de rencontrer les exploitants de cette ligne.

Les premiers développements réalisés ont permis de mettre en évidence que la modélisation des procédures d'exploitation par la théorie du contrôle par supervision nécessitait de trouver le bon niveau d'abstraction du système. En effet, le positionnement de la modélisation doit correspondre au niveau d'indications attendues par les opérateurs et utiles à la résolution des perturbations créées par un incident majeur. On a ainsi pu voir que réaliser des modèles en choisissant un niveau géographique d'abstraction apportait une indication sur les mouvements réalisables par les trains. Une modélisation plus informative prenant en considération par exemple les alarmes du système, les causes des perturbations ou le contexte dans lequel se situe le système au moment de l'incident, serait plus générale et apporterait d'autres indications aux opérateurs de supervision sur les modes de résolution des perturbations. Le choix du niveau d'abstraction se fera surtout en fonction des attentes et besoins des opérateurs de supervision rencontrés.



Bibliographie

- [1] F. Jubert. Vers une gestion innovante des risques de réalimentation du rail de traction du métro parisien. 2010.
- [2] S. Djibo, G. Vallery, and A. Lancry. Charge mentale et régulation de systèmes complexes. *revue électronique*, page 117, 2006.
- [3] Poste de commande et de contrôle centralisé RATP. Technical report, MASTERE ASIG, 2008.
- [4] F. Belmonte, K. Berkani, J. Boulanger, and W. Schon. Safety enhancement of railway traffic by modern supervision systems. In *Seventh World Congress on Railway Research., Montreal (Canada)*, pages 4–8, 2006.
- [5] Bureau d’Enquêtes sur les Accidents de Transport Terrestre ; BEA-TT. Rapport d’enquête technique sur l’incendie ayant affecté deux rames de métro (ligne 4 de la ratp) à la station simplon survenu le 6 août 2005. Technical report, 2006.
- [6] K. Akesson and M. Fabian. Implementing supervisory control for chemical batch processes. In *Control Applications, 1999. Proceedings of the 1999 IEEE International Conference on*, volume 2, pages 1272–1277. IEEE, 1999.
- [7] M.G. Stephane Blouin and K. Rudie. An application of discrete-event theory to truck dispatching. 2000.
- [8] B.A. Brandin. The real-time supervisory control of an experimental manufacturing cell. *Robotics and Automation, IEEE Transactions on*, 12(1) :1–14, 1996.
- [9] J. Prosserl, J. Selinskyl, H. Kwatny, and M. Kaml. Supervisory control of electric power transmission networks. *IEEE Transactions on Power Systems*, 10(2), 1995.
- [10] Y. Arnaud, J.L. Boimond, J. Cury, J.J. Loiseau, C. Martinez, et al. Using uppaal for the secure and optimal control of agv fleets. 2009.
- [11] Y. Arnaud, J. Cury, JJ Loiseau, C. Martinez, et al. Pilotage sûr et optimal d’une flotte de véhicules autoguidés. 2009.
- [12] F. Enaud and JC Grimaldi. L’intégration de systèmes dans la supervision des transports routiers. *Onde électrique*, 73 :38–38, 1993.
- [13] C. Pangilinan, N. Wilson, and A. Moore. Bus supervision deployment strategies and use of real-time automatic vehicle location for improved bus service reliability. *Transportation Research Record : Journal of the Transportation Research Board*, 2063(-1) :28–33, 2008.
- [14] T. Cazenave, F. Balbo, and S. Pinson. Monte-carlo bus regulation. In *12th International IEEE Conference on Intelligent Transportation Systems*, pages 340–345, 2009.

- [15] F. Balbo and S. Pinson. Using intelligent agents for transportation regulation support system design. *Transportation Research part C : emerging technologies*, 18(1) :140–156, 2010.
- [16] H. Ezzedine, C. Kolski, and A. Peninou. Agent-oriented design of human–computer interface : application to supervision of an urban transport network. *Engineering Applications of Artificial Intelligence*, 18(3) :255–270, 2005.
- [17] F. Balbo and S. Pinson. An agent oriented approach to transportation regulation support systems. In *Proceedings of the 5th Workshop in Agent in Traffic and Transport*, 2008.
- [18] H. Ezzedine, T. Bonte, C. Kolski, and C. Tahon. Integration of traffic management and traveller information systems : basic principles and case study in intermodal transport system management. *International Journal of Computers, Communications & Control (IJCCC)*, 3 :281–294, 2008.
- [19] H. Ezzedine, A. Trabelsi, and C. Kolski. Modelling of an interactive system with an agent-based architecture using petri nets, application of the method to the supervision of a transport system. *Mathematics and Computers in simulation*, 70(5) :358–376, 2006.
- [20] P. Brézillon, R. Naveiro, M. Cavalcanti, and J.C. Pomerol. Sart : an intelligent assistant system for subway control. *Pesquisa Operacional*, 20(2) :247–268, 2000.
- [21] P. Brézillon, C. Gentile, I. Saker, and M. Secron. Sart : A system for supporting operators with contextual knowledge. 1997.
- [22] C. Zanarelli, I. Saker, and L. Pasquier. Un projet de coopération ergonomes/concepteurs autour de la conception d’un outil d’aide à la régulation du trafic du métro. In *Actes de la Conférence Ingénierie des Connaissances*, pages 171–180, 1999.
- [23] C. Zanarelli. Caractérisation des stratégies instrumentales de gestion d’environnements dynamiques : analyse de l’activité de régulation du métro. *XXXVIII^{ème} Congrès de la SELF*, pages 3–16, 2003.
- [24] C. Zanarelli. *Caractérisation des stratégies instrumentales de gestion d’environnements dynamiques : analyse de l’activité de régulation du métro*. PhD thesis, Thèse de doctorat d’ergonomie, Paris : Université Paris 8, 2003.
- [25] L. Pasquier. *Modélisation de raisonnements tenus en contexte : application à la gestion d’incidents sur une ligne de métro*. PhD thesis, Université Pierre et Marie Curie - Paris8, 2002.
- [26] P. Brézillon, L. Pasquier, and J.C. Pomerol. Reasoning with contextual graphs. *European Journal of Operational Research*, 136(2) :290–298, 2000.
- [27] P. Brézillon. Représentation de pratiques dans le formalisme des graphes contextuels. *Actes des Deuxièmes Journées d’Etude en Psychologie Ergonomique–EPIQUE*, pages 263–268, 2003.
- [28] G. de Brito. Study of the use of airbus flight-deck procedures and perspectives for operational documentation in. In *Proceedings of HCI-Aero’98*, pages 195–201. Citeseer, 1998.
- [29] G. de Brito and G. Boy. Situation awareness and procedure following. *Proceedings of CSAPC’99*, pages 9–14, 1999.
- [30] A. Degani and E.L. Wiener. Procedures in complex systems : The airline cockpit. *Systems, Man and Cybernetics, Part A : Systems and Humans, IEEE Transactions on*, 27(3) :302–312, 1997.

- [31] F. Guenab, J.L. Boulanger, W. Schon, et al. Sécurité des systèmes de controle-commande et signalisation ferroviaire : nouvelle approche d'analyse préliminaire des risques. 2008.
- [32] M.H. Mazouni, J.F. Aubry, et al. De l'analyse préliminaire de risque au système d'aide à la décision pour le management des risques. *8^{ème} Congrès international pluridisciplinaire en Qualité et Sécurité de Fonctionnement, Qualita 2009*, 2009.
- [33] J.J. Breuils and G. Dupin. Un référentiel d'évaluation des risques du système de transport métro. *16^{ème} Congrès de Maîtrise des Risques et de Sécurité de Fonctionnement*, 2008.
- [34] E. Hollnagel. Accident analysis and barrier functions. *Project TRAIN, IFE*, 1999.
- [35] D. Legros. *Maîtrise des risques dans les systèmes de transport : proposition d'une nouvelle approche de modélisation dynamique*. PhD thesis, L'école Nationale Supérieure Des Mines De Paris, 2009.
- [36] THALÈS. Formation "ATS ECE" - présentation - document interne, 2011.
- [37] THALÈS. Specifications fonctionnelles "ATSSoft" - document interne, 2011.
- [38] THALÈS. User manual for ATSSoft demonstrator a simple scenario - document interne, 2011.
- [39] W. M. Wonham. *Supervisory Control of Discrete Event Systems*. Systems Control Group, University of Toronto, Canada, 2010.
- [40] PJ Ramadge and WM Wonham. Supervisory control of a class of discrete event processes. *SIAM Journal on Control and Optimization*, 25(1) :206–230, 1987.
- [41] P.J.G. Ramadge and W.M. Wonham. The control of discrete event systems. *Proceedings of the IEEE*, 77(1) :81–98, 1989.
- [42] C.G. Cassandras and S. Lafortune. *Introduction to discrete event systems*, volume 11. Kluwer academic publishers, 1999.
- [43] RD Brandt, V. Garg, R. Kumar, F. Lin, SI Marcus, and WM Wonham. Formulas for calculating supremal controllable and normal sublanguages. *Systems & Control Letters*, 15(2) :111–117, 1990.
- [44] B. Brandin, R. Malik, and P. Dietrich. Incremental system verification and synthesis of minimally restrictive behaviours. In *American Control Conference, 2000. Proceedings of the 2000*, volume 6, pages 4056–4061. IEEE, 2000.
- [45] B. Gaudin and H. Marchand. Modular supervisory control of asynchronous and hierarchical finite state machines. In *In European Control Conference, Ecc 2003*. Citeseer, 2003.
- [46] R.J. Leduc. *Hierarchical interface-based supervisory control*. PhD thesis, Department of Electrical and Computer Engineering, University of Toronto, 2003.
- [47] I.T. Hasdemir, S. Kurtulan, and L. Goren. Supervisory control of a pneumatic system using plc. In *Proc. third international conference on electrical and electronics engineering, ELECO, Bursa, Turkey*, 2003.
- [48] M.H. De Queiroz and J.E.R. Cury. Modular control of composed systems. In *American Control Conference, 2000. Proceedings of the 2000*, volume 6, pages 4051–4055. IEEE, 2000.
- [49] K. Akesson, H. Flordal, and M. Fabian. Exploiting modularity for synthesis and verification of supervisors. In *World Congress*, volume 15, pages 515–515, 2002.

- [50] M.H. De Queiroz and J.E.R. Cury. Modular supervisory control of large scale discrete event systems. *Discrete Event Systems : Analysis and Control*, pages 103–110, 2000.
- [51] H. Flordal and R. Malik. Modular nonblocking verification using conflict equivalence. In *Discrete Event Systems, 2006 8th International Workshop on*, pages 100–106. IEEE, 2006.
- [52] T.S. Yoo and S. Lafortune. A general architecture for decentralized supervisory control of discrete-event systems. *Discrete Event Dynamic Systems*, 12(3) :335–377, 2002.
- [53] M.H. De Queiroz and J.E.R. Cury. Synthesis and implementation of local modular supervisory control for a manufacturing cell. In *Discrete Event Systems, 2002. Proceedings. Sixth International Workshop on*, pages 377–382. IEEE, 2002.
- [54] Martin Fabian Knut Akesson and Hugo Flordal. Supremica in a nutshell. October 9 2007.
- [55] R. Malik, M. Fabian, and K. Akesson. Modelling large-scale discrete-event systems using modules, aliases, and extended finite-state automata. In *World Congress*, volume 18, pages 7000–7005, 2011.
- [56] L. Ricker, S. Lafortune, and S. Gene. Desuma : A tool integrating giddes and umdes. In *Discrete Event Systems, 2006 8th International Workshop on*, pages 392–393. IEEE, 2006.
- [57] Service Technique des Remontées Mécaniques et des Transports Guidés STRMTG. Traitement des événements d’exploitation intéressant la sécurité. Technical report, 2012.
- [58] Service Technique des Remontées Mécaniques et des Transports Guidés STRMTG. Liste générique des événements redoutés de niveau système. Technical report, 2006.

Annexe 1



FIGURE A.1 – Clients du système ATSoft

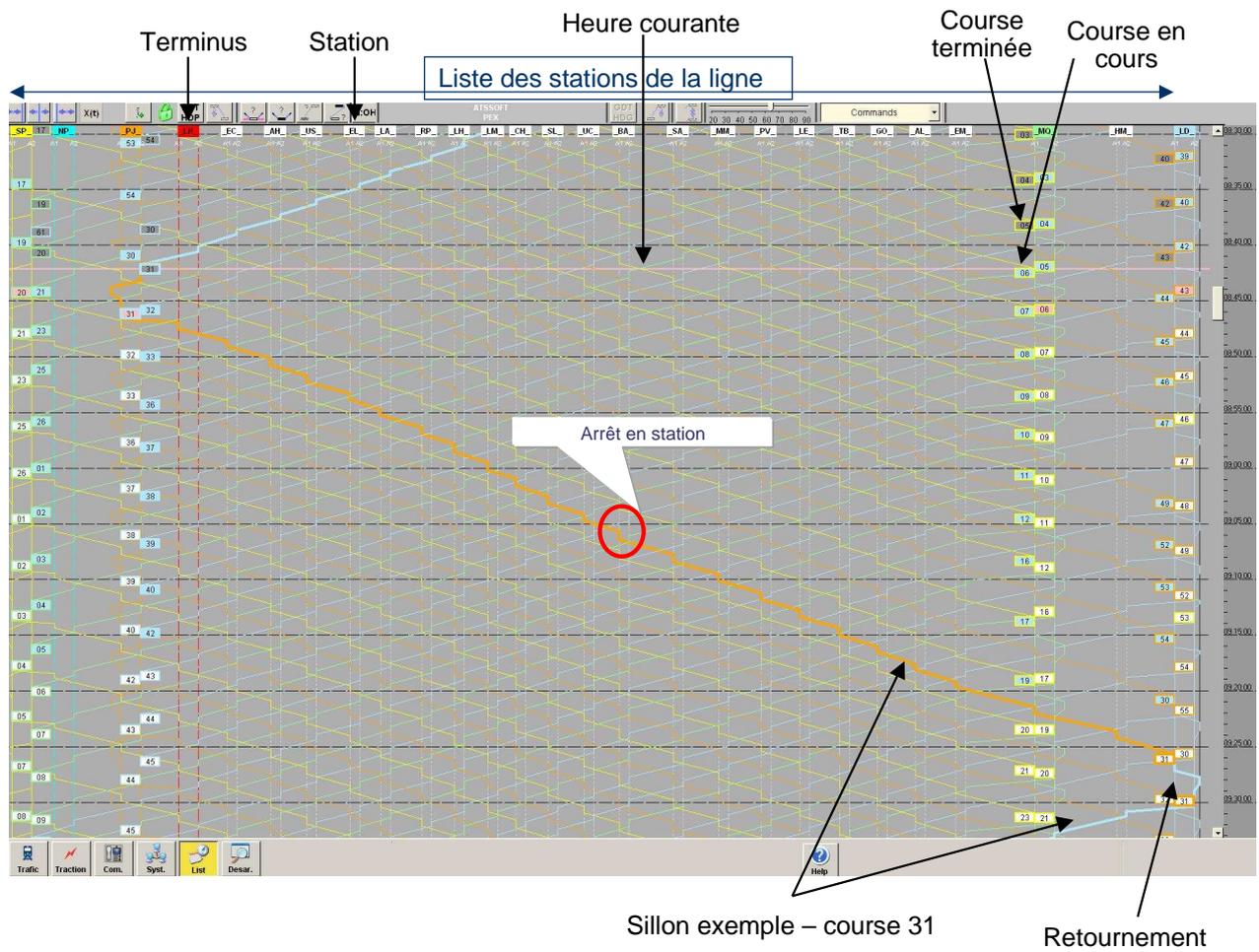


FIGURE B.1 – Représentation du programme d'exploitation - Graphe espace / temps

L'image du graphe espace/temps suivante met en évidence la mise en place d'un service provisoire lors d'une exploitation de la ligne en mode dégradé entre les stations "LA" et "RP". On remarque ainsi que les circulations des trains ne parcourent pas l'ensemble de la ligne mais seulement une partie.

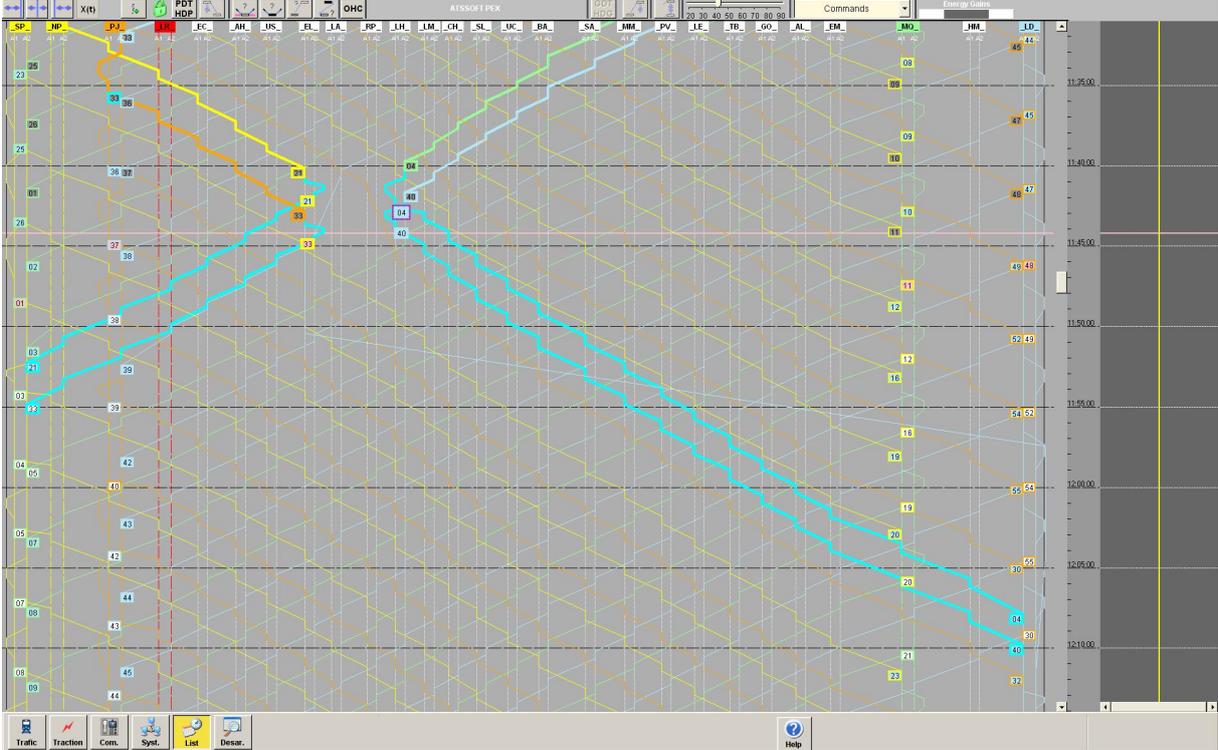


FIGURE B.2 – Graphe espace / temps - Service provisoire



TIGre

Modélisation de la Transmission de l'Information Génétique héréditaire chez les bactéries à génomes multipartites



Olivier Poirion

Directeur : Laurent Krahenbühl

Encadrant : Bénédicte Lafay

Première année de Doctorat

Ecole doctorale EEA

Table des matières

Introduction.....	1
I. Les chromosomes secondaires des bactéries.....	4
I. A. Génome des organismes.....	4
I. B. Chromosome.....	5
I. C. Plasmide.....	6
I. D. Chromosomes secondaires.....	7
I. E. Problématique.....	9
II. Démarche analytique.....	10
II. A. Stratégie.....	10
II. B. Synthèse explicite des différents modules génétiques considérés.....	10
II.B.a. Modules de gènes et protéines.....	10
II.B.b. Motifs structuraux.....	11
II. C. Méthodologie.....	13
II.C.a. Homologie et phylogénie.....	13
II.C.b. Bases de données et systèmes d'annotation.....	15
II.C.c. Méthodes de classification non supervisée.....	15
II.C.d. Formalisme de représentation des réplicons.....	16
II.C.e. Visualisation de réseaux d'interactions.....	17
II.C.f. Classification supervisée.....	18
II.C.g. Procédure de classification.....	19
II.C.h. Analyse de la structure des réseaux d'interconnexion par des approches Bayésiennes.....	21
III Réalisations bioinformatiques.....	24
III. A. Scripts et méthodes implémentées.....	24
III. B. Protocole de réalisation des clusters d'homologues.....	26
IV. Premiers résultats et interprétations.....	29
IV. A. Étude des méthodes de clustering.....	29
IV. B. Clusters d'homologues pour l'ensemble des réplicons.....	30
IV. C. Visualisation des interconnexions entre les réplicons.....	32
Conclusion.....	35
Bibliographie.....	37
Annexes.....	42

Introduction

Parcours du doctorant

Après deux ans de classes préparatoire BCPST, j'ai intégré l'ENSAIA (*Ecole Nationale Supérieure d'Agronomie et des Industries Alimentaires*) où j'ai suivi le cursus Industries Alimentaires. Je me suis ensuite orienté vers la spécialisation Biotechnologies de l'école où j'ai suivi l'option Bioinformatique spécifique de cette spécialisation et en partenariat avec l'école des Mines et l'ENSIC de la ville de Nancy. J'ai passé en parallèle le master recherche Bioprocédés de la spécialisation. J'ai ensuite intégré l'équipe *Computational Genomics* dirigée par Dr. Mark Ragan de l'*Institute of Molecular Bioscience* (I.M.B.) de l'université du Queensland à Brisbane, Australie, où j'ai étudié et développé des méthodes algorithmiques permettant l'étude de séquences génomiques. C'est durant ce stage de 6 mois que j'ai contacté Bénédicte Lafay et Laurent Krähenbühl afin de poursuivre mes études par un doctorat. Ma volonté était d'avoir un sujet concernant une problématique biologique orientée vers l'analyse bioinformatique et ayant une dimension multidisciplinaire.

Positionnement du sujet

Mon projet de doctorat, "TIGre : Modélisation de la Transmission de l'Information Génétique héréditaire chez les bactéries à génomes multipartites", pour lequel je bénéficie d'un contrat doctoral ECL, sous la direction de Laurent Krahenbuhl et Bénédicte Lafay, s'inscrit dans le cadre de recherche amont en évolution biologique pour la biologie synthétique et l'ingénierie du Vivant. Plus spécifiquement, il s'insère dans la thématique de "modélisation du matériel génétique" développée au sein du groupe Modélisation Multi-échelle pour la Conception (MMC) du département Méthodes pour l'Ingénierie des Systèmes (MIS) dans le contexte d'un programme étudiant l'architecture multipartite des génomes procaryotes et le développement d'outils bioinformatiques pour la génomique comparative (PAR ECL de Benjamin Horvilleur (2012); collaboration avec Olivier Fabrègue du groupe Bio-électromagnétisme et Microsystème du département Bio-Ingénierie).

Au niveau d'Ampère, mon projet s'intègre dans la démarche de développement de l'interdisciplinarité entre sciences de l'ingénieur et sciences du vivant, qui se concrétise actuellement au niveau de collaborations en interne du groupe MMC (Damien Éberard) ainsi qu'entre les groupes MMC et Automatique Commande Mécatronique (ACM) du département MIS (Michaël Di Loreto).

I. Les chromosomes secondaires des bactéries

I. A. Génome des organismes

Un organisme vivant peut être défini comme étant une entité capable d'assimilation d'énergie, de croissance, d'interactions et d'avoir une descendance [1]. Tout organisme vivant découvert jusqu'à présent est constitué d'une ou plusieurs **cellules** renfermant un **génome** propre. Chaque cellule possède un métabolisme primaire ainsi que de nombreux systèmes de régulation et de contrôle, et assure sa descendance en répliquant son matériel génétique de façon semi-conservative. Il existe deux types fondamentaux de cellules : procaryote et eucaryote (Figure 1). Les organismes vivants sont actuellement classés en trois domaines : les eucaryotes, les archées et les bactéries, ces deux dernières étant de type procaryote. Les eucaryotes possèdent dans chaque cellule un noyau isolant le génome du reste de la cellule, et sont le seul domaine où les organismes peuvent être pluricellulaires.

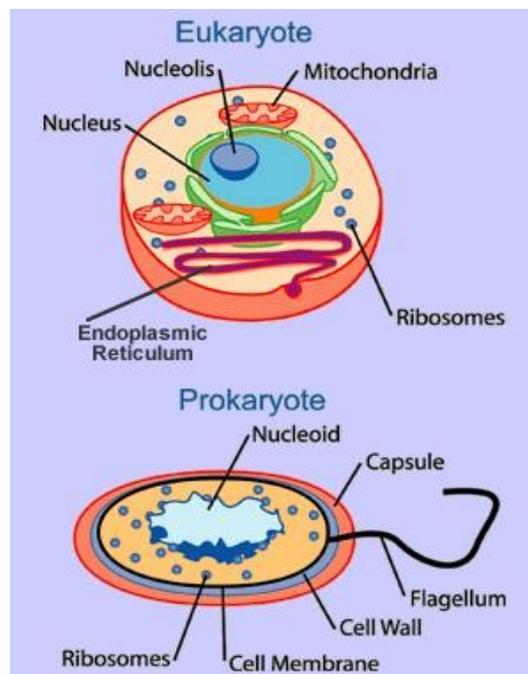


Figure 1: Les deux types cellulaires fondamentaux

Le génome correspond à l'ensemble du matériel génétique d'une cellule. Il est formé de molécule(s) d'acide désoxyribonucléique (ADN) dont l'enchaînement ordonné des quatre nucléotides le(s) constituant (Adénine, Guanine, Cytosine, Thymine) code l'information nécessaire au développement et au fonctionnement de la cellule. Il est caractéristique de l'organisme biologique correspondant. Cette information s'exprime non seulement par la synthèse de protéines par l'intermédiaire du code génétique mais aussi au niveau de l'organisation spatiale du génome. De plus, l'information codée permet sa propre reproduction et ainsi, la conservation du matériel génétique à travers le temps. Enfin, le génome permet l'évolution et l'adaptation d'une population par sa capacité à être modifié de générations en générations par des phénomènes de mutation de l'ADN.

I. B. Chromosome

Un *chromosome* est une unité génomique essentielle correspondant à une unique molécule d'ADN. Il est porte des motifs structuraux et fonctionnels, pouvant être codant (gènes) et ainsi être transcrits en ARN puis potentiellement traduits en protéines, ou être non-codant et permettre à l'ADN d'adopter différentes conformations et d'assurer des interactions avec des protéines. Les chromosomes possèdent de plus une organisation spatiale essentielle à leur propre fonctionnement et maintenance, notamment pendant leur duplication (*réplication*) et séparation (*partition* et *ségrégation*) au cours de la division cellulaire.

Chez les bactéries, il a été estimé que l'ensemble du fonctionnement cellulaire fondamental est codé par un ensemble de 250 à 300 gènes [2], appelés *gènes essentiels*, qui codent les protéines nécessaires aux processus vitaux de l'organisme : métabolisme énergétique, réplication, expression des gènes et régulation [3]. Ces gènes ne peuvent être inactivés sans compromettre la survie de l'organisme. La bonne mise en œuvre de ces processus est contrôlée par des processus annexes de maintenance permettant une régulation dans le temps et l'espace. Les chromosomes peuvent être vus *a minima* comme les entités génomiques supports de ces gènes, essentielles à l'organisme. Enfin, on peut définir le *génom cœur* par opposition au *génom variable* comme étant le génome minimal à la survie d'un organisme bactérien dans son habitat naturel [3] [4].

Chez les bactéries, un chromosome constitue une unité de réplication ou *réplicon*. La duplication du chromosome procède à partir d'une unique origine, contrairement aux Archées et Eucaryotes dont les chromosomes peuvent porter plusieurs origines de réplication. La réplication du chromosome commence par la fixation d'une protéine initiatrice au niveau de l'origine de réplication, ce qui résulte en l'ouverture de la molécule d'ADN double-brin et l'établissement d'un complexe de réplication ou *réplisome* [5] [6] [7] (Figure 2).

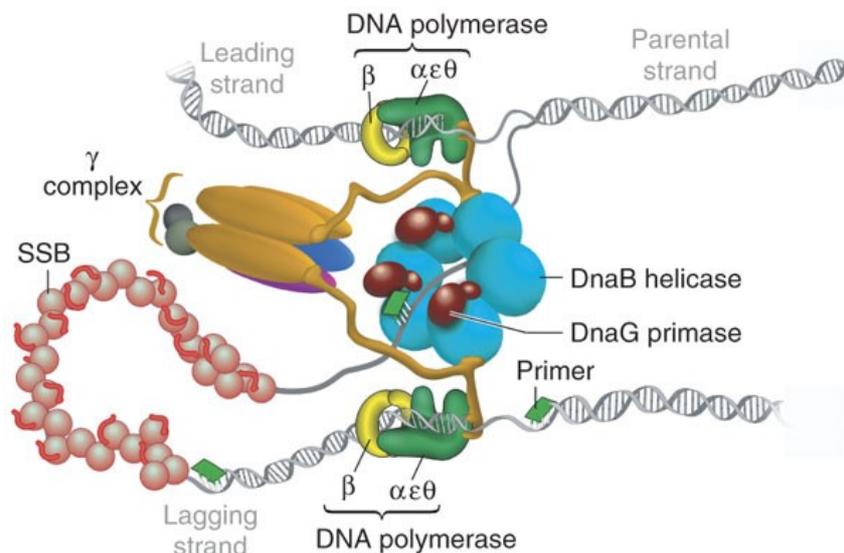


Figure 2: Schéma du réplisome

Le complexe de réplication est composée de plusieurs protéines permettant l'ouverture de l'ADN et la synthèse de deux nouveaux brins d'ADN, chacun complémentaire d'un des brins de la molécule d'ADN initiale [8], ainsi que de protéines intervenant dans la réparation de l'ADN néoformé [9]. Les deux copies du chromosome sont ensuite soumises à un processus de ségrégation permettant leur transmission dans les deux futures cellules filles [10] [11] (Figure 3). Des processus de recombinaison interviennent non seulement en complément des systèmes de réparation présents dans le réplisome (recombinaison homologue) [12], mais aussi au niveau de

la terminaison de la réplication. Ce sont les mécanismes de recombinaison *site-spécifique* permettant la résolution problématique de dimères (les deux copies du chromosome forment une seule molécule d'ADN) qui peuvent se former entre les deux molécules filles [13]. L'ensemble des mécanismes impliqués dans la réplication doit de plus être en phase avec le cycle cellulaire : il existe ainsi de nombreux processus de régulation coordonnant et synchronisant l'activation et l'inhibition de ces différents événements [14] [15] [16].

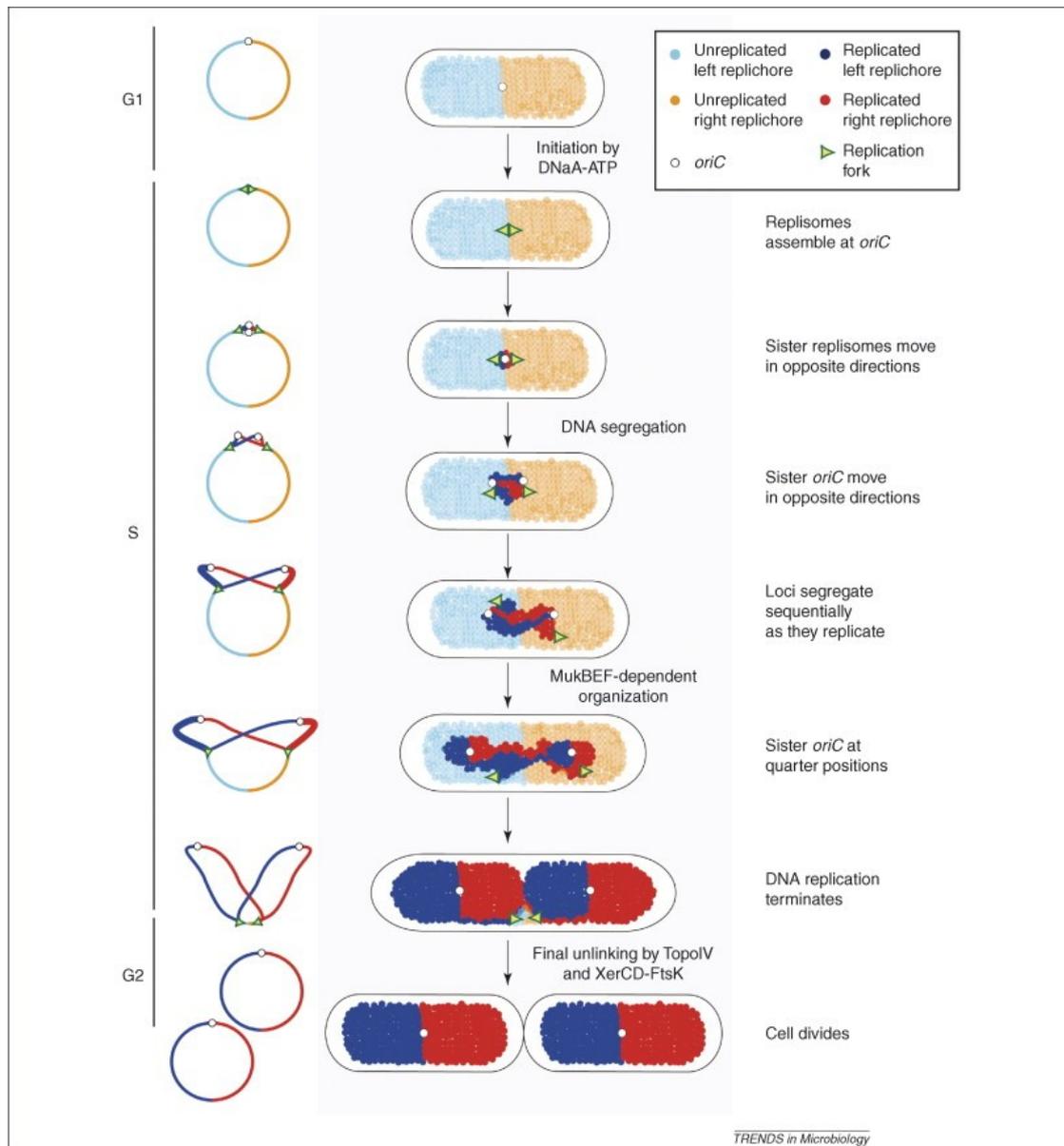


Figure 3: Réplication bactérienne et division cellulaire Figure 2: Schéma du réplisome

I. C. Plasmide

Les génomes peuvent renfermer d'autres réplicons. Les *plasmides*, à l'inverse des chromosomes, sont considérés comme des réplicons *accessoires* pour la cellule et sont hérités d'un état antérieur extrachromosomal [17] [18]. Ils sont principalement caractéristiques du monde procaryotique mais existent néanmoins chez certains organismes eucaryotes, notamment chez les Fungi [19]. Ils possèdent une organisation similaire à celles des chromosomes mais sont généralement de plus petite taille et contiennent un nombre de gènes. Classiquement, ils ne portent pas de gène essentiel.

On distingue une adaptation plus ou moins forte entre le plasmide et la bactérie-hôte dans laquelle il se trouve. Ainsi il existe des types de plasmides à large spectre d'hôtes appelés *Broad-Host-Range*, pouvant s'établir dans des espèces appartenant à différents phylums et familles, et des types de plasmides à spectre d'hôtes étroit ou *Narrow-Range*, plus particulièrement adaptés à une espèce ou une famille d'espèces données [20] [21]. Les plasmides peuvent parfois être vus comme des *éléments égoïstes*, similaires à des parasites moléculaires dont le facteur principal d'évolution est la conservation à travers les générations par des mécanismes les rendant indispensables à l'hôte et minimisant au maximum le fardeau imposé à l'hôte [22]. Ce sont des systèmes d'addiction génétique qui sont très nombreux et diversifiés, tels que, par exemple, les systèmes de toxine-antitoxine conduisant à la mort de l'hôte en l'absence du plasmide [23].

Une autre caractéristique des plasmides est d'avoir la capacité de transmettre le matériel génétique de leur hôte vers une cellule receveuse par des processus de *conjugaison* [24][25], et ainsi d'établir des flux génétiques à taux élevés avec d'autres plasmides ou avec des chromosomes grâce à des mécanismes de recombinaison et d'intégration similaires à ceux des transposons. Il existe ainsi de nombreuses preuves de la contribution des plasmides à l'adaptation de la bactérie hôte à un milieu donné et à l'amélioration de sa compétitivité évolutive [18] [26]. Il est donc difficile d'appliquer les principes de classification des organismes vivants à ces éléments génétiques. Une façon de caractériser les plasmides d'un point de vue évolutif et fonctionnel est de les considérer comme des mosaïques de modules fonctionnels et structuraux aux origines phylogéniques diverses ainsi que par une organisation spatiale propre [27].

Les plasmides se répliquent de façon pseudo-autonome sans être forcément synchronisés avec le cycle cellulaire [28]. On peut ainsi caractériser les plasmides par le nombre de réplicons présents dans leur hôte. On différencie les plasmides à ploïdie élevée de ceux dont la ploïdie est faible et proche de un. Ils codent souvent leurs propres initiateurs de réplication [29] et systèmes de régulation tout en utilisant la plupart du temps la machinerie moléculaire de l'hôte pour leur réplication [30] [22]. On distingue trois types de réplication chez les plasmides : la réplication θ (similaire à celle des chromosomes), la réplication par cercle tournant et celle par déplacement de brins [30]. Certains plasmides sont pourvus de systèmes de ségrégation active ainsi que de systèmes de résolution de dimères assez proches, bien que différents, des systèmes chromosomiques [31] [32].

Il existe des incertitudes sur le caractère essentiel ou non des réplicons de type plasmide. Pour certains auteurs [18], il est parfois difficile d'avoir un avis définitif sur l'importance à accorder aux modifications fonctionnelles apportées par un plasmide à son hôte : ainsi, il y a ambiguïté sur le fait que la présence d'un plasmide contribuant à la survie de l'hôte dans un environnement naturel donné puisse être considérée comme un caractère essentiel ou non pour l'organisme [18].

I. D. Chromosomes secondaires

Il existe chez de nombreuses espèces bactériennes, des *mégaplasmides* désignant des plasmides ayant une taille relativement importante, pouvant être du même ordre que celle du chromosome de la bactérie [33]. Ces réplicons sont généralement assez spécifiques de chaque organisme (*narrow host range*) et possèdent une ploïdie faible. Il a néanmoins été découvert depuis peu des réplicons supplémentaires par rapport au chromosome "primaire" de la bactérie, pouvant porter des gènes essentiels à l'organisme, présentant une réplication coordonnée à celle du chromosome primaire et synchronisée avec le cycle cellulaire, et possédant une importance capitale pour l'hôte [2].

Il est maintenant commun de désigner ce genre de réplicons par le terme de **chromosome secondaire** car ils contribuent directement à la survie de l'hôte [18]. On les retrouve chez des espèces réparties dans l'ensemble du domaine bactérien [2] [18]. Une question ouverte sur ce sujet est l'origine évolutive de ces réplicons ainsi que le rôle de leur présence vis-à-vis de l'hôte:

• **Les chromosomes secondaires, témoins d'un passé plasmidique.** Des études, notamment chez les protéobactéries, ont montré la présence chez les chromosomes secondaires de nombreuses caractéristiques des plasmides, telles que la présence de protéines Rep et d'itérons [2]. De même, les chromosomes secondaires de certaines espèces de protéobactéries (e.g., *Agrobacterium* sp.) possèdent des modules génétiques liés à la conjugaison ou des origines de réplication typiquement plasmidiques [34] [2].

• **Les chromosomes secondaires, témoins d'un passé de chromosome primaire.** Chez l'alpha-protéobactérie *Brucella melitensis*, le deuxième chromosome possède une origine de réplication de type chromosomique. L'organisation des gènes et de l'origine de réplication sur le chromosome secondaire est semblable à celle du chromosome primaire [2]. Par ailleurs, le chromosome primaire porte, en plus de son origine de réplication fonctionnelle, des traces d'une deuxième origine de réplication ancestrale, également de type chromosomique [34] [2]. Ainsi, l'apparition d'un second chromosome serait la conséquence de la fusion de deux chromosomes primaires [18] ainsi que de mécanismes de recombinaison sur le chromosome primaire [2].

• **Les chromosomes secondaires sont diverses et variés.** Au vu des données actuelles de la littérature, il paraît difficile d'émettre l'hypothèse d'un mécanisme évolutif unique de formation des chromosomes secondaires. En effet, ceux-ci présentent selon les espèces, familles et phylums, une diversité importante de modules génétiques d'origines plasmidique ou chromosomique [2]. On peut ainsi faire deux hypothèses sur la formation de ces réplicons : la duplication/excision d'un réplicon de type chromosomique ou la modification d'un réplicon de type plasmidique pour qu'il acquiert certains gènes parmi le génome cœur et coordonne son cycle de réplication avec le cycle cellulaire. Concernant les modes de réplication, on peut dégager trois hypothèses : i) les deux réplicons utilisent la même machinerie moléculaire pour la réplication, ségrégation et maintenance; ii) les deux réplicons utilisent, outre le replisome, une machinerie moléculaire distincte pour initier et réguler la réplication et la ségrégation; iii) certains facteurs de régulation codés par le chromosome primaire servent à contrôler le cycle du chromosome secondaire. Dans ce dernier cas, on peut prendre comme exemple l'existence de boîtes DnaA fréquemment retrouvées sur les chromosomes secondaires ayant par ailleurs des origines de réplication de type plasmidique (RepABC), ainsi que le rôle démontré sur la régulation du cycle du chromosome secondaire des méthylases Dam codées sur le chromosome primaire et impliquées dans la réplication de celui-ci [28].

• **Avantages évolutifs des chromosomes secondaires.** Une des différences majeures entre chromosomes primaires et chromosomes secondaires est que la plupart des gènes liés à la croissance sont portés par le chromosome primaire alors que le chromosome secondaire contient la plupart des gènes liés à l'adaptation [35]. Chez certaines espèces et notamment chez la gamma-protéobactérie *Vibrio cholerae*, le terme de chromosome secondaire a été attribué au second réplicon à cause de la présence de seulement un gène essentiel [2]. Au sein de la famille Vibrionaceae, il existe une grande diversité de chromosomes secondaires dont l'organisation en gènes et la répartition en tailles peut varier grandement d'une espèce à l'autre [36]. Une façon de raccorder ces données avec des hypothèses évolutives est de considérer les milieux écologiques extrêmement diversifiés des vibrios parmi lesquels on compte des symbiotes ainsi que de nombreux pathogènes infectant des hôtes eucaryotes variés. Les chromosomes secondaires peuvent être chez les vibrios une réponse aux différentes pressions évolutives liées aux niches spécifiques de chaque espèce et permettre une adaptation rapide, notamment par de nombreux

phénomènes de transferts latéraux avec le chromosome primaire [37]. Un tel processus a en effet été mis en évidence chez les Fungi où les chromosomes dits accessoires possèdent une vitesse d'évolution plus importante que les chromosomes principaux, ce qui semble permettre une meilleure adaptabilité vis-à-vis de l'hôte [38]. De plus, le chromosome secondaire pourrait avoir comme rôle d'optimiser la durée de la réplication du matériel génétique chez des espèces pouvant présenter un haut taux de réplication rapide [39]. Enfin, dans certaines conditions, il peut y avoir une différence du nombre de copies entre les deux chromosomes ce qui a pour effet de moduler le niveau d'expression de certains gènes [35].

I. E. Problématique

Les chromosomes secondaires peuvent servir de marqueurs évolutifs permettant d'aborder des questions plus générales de biologie évolutive. Les chromosomes secondaires sont des entités génomiques mal définies possédant à la fois des caractéristiques de chromosomes et de plasmides. Il n'existe pas un type unique de chromosome secondaire mais différentes structures qui sont à relier au contexte génomique et écologique de chaque espèce. Ceux-ci peuvent potentiellement constituer le chaînon manquant entre stade plasmidique (mobile) et stade chromosomique (stable) du matériel génétique d'un organisme biologique.

Étudier l'apparition dans un organisme bactérien d'un deuxième réplicon de type chromosomique intégré dans le cycle cellulaire peut permettre de comprendre les phénomènes impliqués dans l'organisation du matériel génétique sous la forme de chromosome, et donc d'appréhender les forces évolutives ayant présidé à l'émergence de structures génomiques stables. De plus, l'étude de ces phénomènes peut permettre de relier d'un point de vue évolutif le génome des bactéries à des formes d'entités nucléotidiques (non vivantes) telles que les phages et les virus, ainsi qu'aux entités génomiques des deux autres domaines du vivant, archées et eucaryotes.

Nous pouvons postuler qu'un réplicon bactérien est caractérisé par un ensemble de **modules génétiques** fonctionnels et structuraux permettant la synthèse régulée dans le temps et l'espace des molécules nucléotidiques et protéiques propres à son fonctionnement. Cette façon de caractériser un réplicon bactérien s'apparente au concept d'espèce bactérienne stipulant que les bactéries ne peuvent pas être considérées avec les mêmes principes taxonomiques utilisés chez les eucaryotes mais que l'on pourrait associer l'appartenance à une espèce bactérienne à la présence d'un génome cœur lié au métabolisme primaire et aux processus cellulaires essentiels [40] [41].

Nous nous intéressons spécifiquement aux aspects fonctionnels de réplication, ségrégation et maintenance des réplicons bactériens. Il s'agit des processus fondamentaux au concept de réplicon, sur lesquels doit donc reposer la mise en regard des différents types de réplicons, plasmidiques et chromosomiques. Nous cherchons à caractériser les différents réplicons par leurs compositions génomiques en modules liés à ces aspects fonctionnels. En se focalisant sur les chromosomes secondaires, nous étudions les différentes corrélations entre l'appartenance de réplicons à certains groupes, caractérisées par leurs compositions génomiques, et les spécificités propres à ces réplicons tel que le type, l'espèce ou le contexte écologique. Nous espérons non seulement mettre en évidence certaines spécificités propres aux chromosomes secondaires mais aussi proposer des éléments permettant la modélisation des processus de réplication et de ségrégation du génome chez les bactéries.

II. Démarche analytique

II. A. Stratégie

Nous nous proposons d'effectuer une analyse par génomique comparative des différents réplicons chromosomiques et plasmidiques de l'ensemble du domaine bactérien. Il existe à l'heure actuelle dans les bases de données publiques, plus de 2000 génomes entièrement séquencés d'espèces bactériennes, représentatives de l'ensemble du domaine bactérien (Annexe 1). À partir des séquences disponibles des différents réplicons plasmidiques et chromosomiques bactériens (Annexe 2), nous cherchons à identifier les modules génétiques présents puis de classer les réplicons en fonction de la distribution de ces modules. Pour ce faire, nous considérons des méthodes tirées de la bioinformatique et de la fouille de données ou *data mining* [42] afin de disposer des outils nécessaires à la classification non-supervisée ou *clustering* des données biologiques selon des critères de similitude définis, à la classification supervisée des données en utilisant des connaissances *a priori* des données tirées de la littérature. Ensuite, des analyses des corrélations entre les différents groupes identifiés et les caractéristiques des éléments les constituant permettront de mettre en évidence, si elles existent, les spécificités des chromosomes secondaires quant à leurs mécanismes de réplication, ségrégation et maintenance, mais également d'identifier éventuellement de nouveaux réplicons de type chromosome secondaire.

II. B. Synthèse explicite des différents modules génétiques considérés

Il existe chez les bactéries des mécanismes universellement conservés dans les phénomènes de réplication et de ségrégation de réplicons ainsi que dans la régulation du cycle cellulaire. Néanmoins d'autres sont spécifiques à une espèce ou à une famille d'espèce donnée. Certains des mécanismes identifiés chez les chromosomes sont similaires à ceux retrouvés dans certaines familles de plasmides. Nous allons ici résumer les principaux modules génétiques liés à ces aspects et présents chez les bactéries et les plasmides, et leurs relations. Nous définissons ici les modules génétiques pertinents comme étant des entités ou des caractéristiques présentes sur les réplicons pouvant être des gènes, des motifs structuraux ou l'organisation spatiale de ces modules, impliqués dans la réplication, ségrégation ou maintenance du cycle cellulaire des différents réplicons.

II.B.a. Modules de gènes et protéines

Le contrôle et le déclenchement de l'initiation de la réplication par une protéine de déclenchement de l'initiation, est un des mécanismes les plus conservés chez tous les organismes vivants. Cette protéine est très généralement la protéine **DnaA** chez les bactéries [6]. Cette protéine agit au niveau de l'origine de réplication bactérienne (**Ori**) en se fixant sur des motifs de séquence spécifiques et en permettant la fixation de différentes protéines initiateuses (DnaB, DnaC) et ainsi la formation d'un complexe protéique d'initiation ou **orisome** [15]. De nombreuses protéines structurales tel que Fis, HU, IHF retrouvées chez de nombreuses espèces interviennent directement dans le déroulement de la réplication [43]. Il existe chez les bactéries une grande diversité de mécanismes de régulation de la réplication, faisant intervenir de

nombreux mécanismes et molécules régulatrices spécifiques à une espèce ou famille d'espèces [14] [6].

Les bactéries possèdent des **systèmes de partition** active conservés qui sont analogues à l'appareil mitotique eucaryote et dont les protéines centrales sont classiquement ParA et ParB [10]. Néanmoins il existe au sein des bactéries une grande diversité du mode de ségrégation des chromosomes néo-formés ainsi que des mécanismes de synchronisation de la ségrégation avec le cycle cellulaire [10] [11]. Les systèmes de résolution de dimères sont aussi des systèmes présents sur la grande majorité des chromosomes et sont cruciaux pour la viabilité de la bactérie. Ils font intervenir des protéines de la famille des XerCD qui sont des tyrosine recombinases [13], ainsi que des protéines annexes telles que des translocases. Parmi celles-ci, FtsK (Filamenting temperature-sensitive mutant K) qui intervenant dans le **divisome** de la cellule localisée au niveau du septum au cours de la formation des cellules filles, est indispensable au bon fonctionnement des protéines Xer [16].

Au cœur du **réplisome** (appareil de réplication), se trouve les ADN polymérases, les systèmes de réparation sur épreuve et les topoisomérases qui sont universellement conservés à travers tout le domaine bactérien. Contrairement aux réplicons de type chromosomique, la très grande majorité des plasmides ne possèdent pas de gène codant des protéines impliquées dans le réplisome car ceux-ci utilisent la machinerie moléculaire de l'organisme hôte. Il existe par contre chez les plasmides de nombreux modules de gènes intervenant dans l'initiation spécifique de la réplication (les systèmes Rep) [29] [30] [44] [45], dans le partitionnement actif (ParA/ParB, SopA/SopB) [32] [46] [47] parmi lesquels on distingue trois familles de molécules (typeI/typeII/typeIII) [31], et dans les systèmes de résolution de dimères plasmidiques, où sont présents des tyrosine recombinases ou des sérine recombinases [31]. Il existe de nombreuses similitudes entre certains de ces systèmes plasmidiques, par exemple, les systèmes de partition de type II ou les tyrosine recombinases, et ceux retrouvés chez les chromosomes. Néanmoins certains modules sont spécifiques aux réplicons de type plasmidique, tels que les systèmes d'addiction génétique ou systèmes Post Segretional Killing (PSK), dont le principe repose sur la synthèse d'une toxine et de son antitoxine (Hok/Sok) qui provoque la mort de la bactérie à la disparition du plasmide [23].

II.B.b. *Motifs structuraux*

Il existe une organisation caractéristique de l'origine de réplication chez les chromosomes et les plasmides. Elle est constituée de différents motifs permettant l'attachement des protéines initiatrices (Rep ou DnaA) et structurales (FIS, IHF), ainsi que de régions riches en nucléotides portant des guanine et cytosines (G+C) contribuant par contrainte physique à l'ouverture de la molécule d'ADN [48]. Parmi les mécanismes de régulation de l'initiation de la réplication les plus connus, on peut faire référence aux mécanismes de séquestration de DnaA par sa fixation au niveau de motifs spécifiques (boîtes DnaA; itérons chez les plasmides) servant de zone tampon fixant les molécules initiatrices excédentaires pour éviter une reprise de l'initiation de la réplication précoce par l'intermédiaire de protéines auxiliaires. Ces boîtes DnaA se retrouvent chez la très grande majorité des réplicons chromosomiques mais aussi chez de nombreux plasmides.

De même, de nombreux motifs structuraux interviennent dans le partitionnement actif par ParA, ParB tels que *parS* chez *Bacillus subtilis* qui sert de séquence centromère sur laquelle se fixe ParB, et les motifs de séquence GATC qui permettent la fixation et l'hémi-méthylation par Dam. Enfin de nombreux autres motifs interviennent dans les processus tel que la recombinaison homologue (motifs Chi), la recombinaison site-spécifique dans la réplication (KOPS) ou la terminaison de la réplication (*ter*) [49].

Enfin il existe une organisation spatiale du réplicon que cela soit par la synténie des différents gènes (conservation de l'ordre des gènes sur le réplicon) ou par leur emplacement spatial relatif par rapport à l'origine de réplication ou au site de terminaison [11].

Un schéma relationnel des différents modules est présenté en Figure 4.

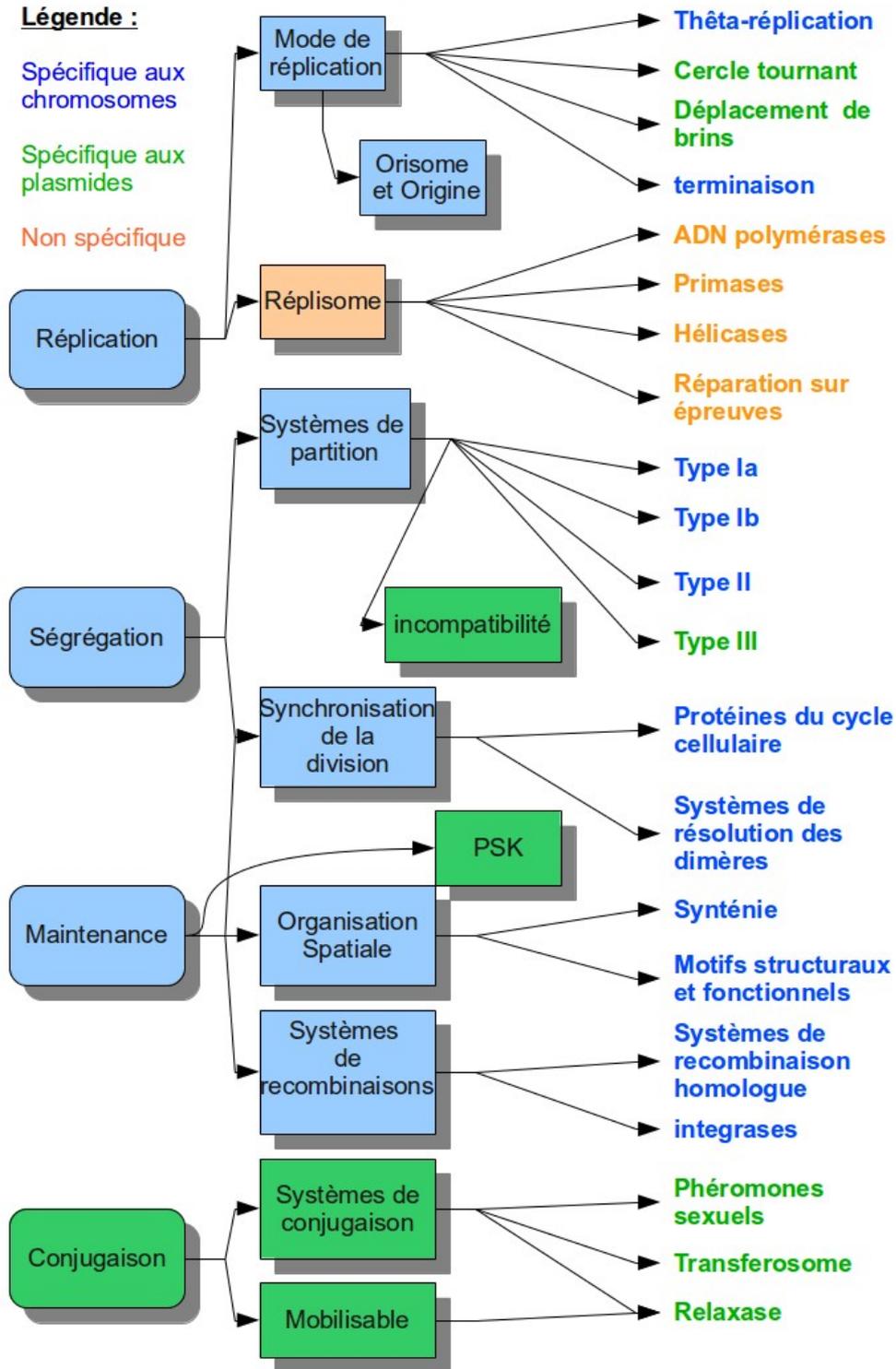


Figure 4: Schéma relationnel des différents modules génétiques

Ainsi un réplicon qu'il soit chromosomique ou plasmidique, est organisé structurellement par des motifs nucléotidiques servant de liaison entre les protéines actives et la molécule d'ADN mais aussi par la position des différents gènes sur le réplicon. Ces aspects structuraux jouent un rôle crucial dans l'expression et la régulation des gènes mais aussi dans le bon fonctionnement des différents mécanismes de répllication/ségrégation.

Il est à souligner que la description détaillée des mécanismes moléculaires intervenant dans la répllication/ségrégation chromosomique n'a à ce jour été réalisée que pour une toute petite fraction de la diversité bactérienne. La plus grande partie des connaissances sur ces processus moléculaires repose actuellement sur l'étude de trois bactéries modèles : *Escherichia coli*, *Caulobacter crescentus* et *Bacillus subtilis*. Il est donc difficile d'avoir une vision d'ensemble de toute la diversité et variabilité des mécanismes existant au sein du domaine bactérien (Annexe 1). Il est encore plus difficile d'étudier la diversité des mécanismes présents chez les plasmides car, à défaut d'espèce plasmidique, ceux-ci sont considérés comme une mosaïque de modules fonctionnels chacun acquis au cours d'événements génétiques ponctuels. Néanmoins, certains auteurs ont tenté de classer les plasmides selon des critères tels que le système de conjugaison [50], les groupes d'incompatibilités [29], ou encore le degré d'homologie parmi les systèmes de partition [51] [52]. Cependant, ces classifications ne sont fondées que sur quelques aspects précis de la biologie des plasmides et ne peuvent suffire à décrire entièrement les réplicons plasmidiques. De plus, il n'existe pas de correspondance entre ces différentes classifications.

II. C. Méthodologie

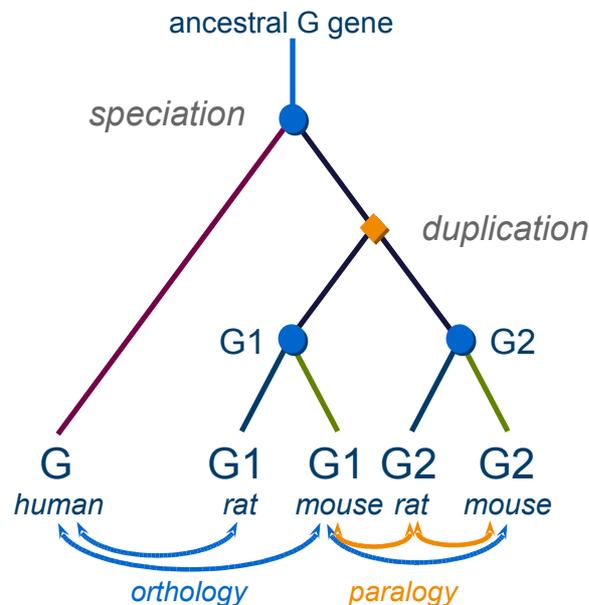
II.C.a. Homologie et phylogénie

La **phylogénie** moléculaire repose sur l'utilisation de séquences d'ADN, d'ARN ou protéiques et consiste à calculer les différents embranchements évolutifs pris par ces différentes séquences ainsi que les distances évolutives les reliant [53]. Elle permet de reconstruire l'évolution par descendance ou *évolution verticale*. De nombreuses études phylogéniques se servant de gènes ou protéines témoins ont permis d'étudier les relations évolutives liant toutes ou certaines familles de bactéries [54] [55]. Cependant, bien que les approches de phylogénie moléculaire soient efficaces pour étudier les relations évolutives entre différentes séquences, elles peuvent se révéler insuffisantes pour la caractérisation des liens entre les organismes bactériens. Les principaux biais résident dans le fait que les bactéries possèdent un haut taux de transfert de matériel génétique (*évolution horizontale*) et qu'il existe une très grande variabilité au sein même d'individus ou d'espèces proches [40] [41] [56]. En ce qui concerne les plasmides, il n'existe aucune phylogénie permettant de relier l'ensemble de ces éléments, car leur histoire évolutive est constituée fondamentalement d'échanges latéraux de matériels génétiques. Néanmoins, d'autres approches permettant d'étudier l'histoire et les liens évolutifs entre ces réplicons peuvent être employées [57] [58].

Une des approches de comparaison les plus classiques en bioinformatique est la **recherche de similarités** entre les génomes des organismes. On utilise les gènes et les protéines car ils définissent non seulement les différentes fonctions et structures qui prennent place dans les organismes, mais sont de plus soumis à l'évolution et peuvent donc être utilisés comme marqueurs témoins du lien évolutif entre les organismes. Aux fins de comparaison, il est essentiel d'identifier les groupes de molécules identiques ou proches d'un point de vue évolutif et/ou d'un point de vue fonctionnel. Un des paradigmes de la biologie et, partant, en bioinformatique, est de rapprocher la proximité fonctionnelle (homologie de fonction) des

homologies de séquence et/ou de conformation des gènes et protéines, ainsi que des homologies de structure des réseaux d'interactions les liant [59]. Ainsi dans de nombreuses situations, lorsqu'on a un groupe de gènes ou protéines de fonction et origine inconnue, on cherche en première approche à leur attribuer une fonction par rapport aux homologies de séquence et/ou de structure partagées avec des gènes ou protéines témoins bien caractérisés [60].

Parmi les gènes ou protéines homologues, on distingue les **orthologues** qui sont des homologues dans des individus séparés par un événement de spéciation, des **paralogues** qui sont issus de phénomènes de duplication génique ayant précédé la spéciation [61] (Figure 5).



L'association d'homologie de séquence avec la similarité de fonction n'est pas toujours vérifiée et il existe des exemples où deux protéines homologues au niveau séquence possèdent des structures différentes et ont des fonctions différentes [62]. A l'inverse, des homologues de fonction peuvent avoir des origines évolutives différentes (*évolution convergente*). De nombreuses méthodes et algorithmes bioinformatiques peuvent estimer l'homologie de séquence. Les plus populaires sont fondées sur la probabilité que l'alignement entre deux séquences soit pertinent [63] [64], la méthode la plus utilisée étant l'algorithme BLAST [65]. Un des paramètres fournis par les programmes BLAST est la E-value, qui représente en quelque sorte la pertinence de l'association de deux séquences et la probabilité que cela ne soit pas dû au hasard [65]. Il existe également de multiples techniques reposant sur le calcul de scores entre séquences, ne faisant pas intervenir l'alignement entre les séquences mais tenant compte de caractéristiques propres telles que les motifs les composant [66] [67].

La notion d'homologie ainsi que les différentes méthodes d'estimation prennent une place centrale dans notre étude. Le point de départ de la comparaison des différents réplicons est l'identification de séquences homologues entre ceux-ci dans le but d'identifier des similitudes structurales et/ou fonctionnelle entre elles. L'utilisation de la phylogénie permet de valider les résultats de recherche de similarités de séquence et d'étudier précisément les liens évolutifs entre gènes/protéines et réplicons. Enfin, l'étude des orthologues/paralogues peut éclairer sur les mécanismes moléculaires et les liens spécifiques entre spéciation et apparition de nouveaux gènes, et/ou entre émergence de nouveaux phénotypes (nouvelle propriété biologique, envahissement de nouvelles niches écologiques...) et apparition de nouvelles fonctions.

II.C.b. Bases de données et systèmes d'annotation

Pour identifier les caractéristiques fonctionnelles des réplicons chromosomiques et plasmidiques en fonction de leurs compositions en gènes, nous allons nous servir de bases de données publiques existantes comme matériel d'étude. De nombreuses bases de données regroupant des séquences par leurs degré d'homologie de séquence ou proposant des clusters d'orthologues de fonction sont disponibles en ligne [68] [69] [70] [12]. Il existe par ailleurs différents systèmes d'annotation des gènes ou protéines permettant de leur associer une caractéristique donnée. Il s'agit en général de la fonctionnalité mais cela peut être la structure ou encore les interactions reliant différentes protéines. Un des systèmes les plus couramment employés est le projet **Gene Ontology** (GO) qui repose sur une hiérarchie de termes descriptifs permettant de décrire les produits des gènes et est fondée sur trois entités racines : processus biologique, composant cellulaire, fonction moléculaire [71] [72]. Néanmoins, il existe des défauts dans l'association de gènes à des termes de GO. Les principaux sont liés à la sur- et la sous-expression de certains termes, des erreurs d'annotation manuelle et le manque de termes adaptés à certains gènes [73]. Ainsi il a été développé des bases de données spécifiques à certains domaines spécifiques, soit au niveau de groupes d'organismes biologiques, soit pour des familles moléculaires.

Il n'existe à ce jour aucune base de données publique rassemblant une diversité suffisamment grande de gènes/protéines annotés fonctionnellement qui soit à la fois chromosomique et plasmidique. Pour notre étude, nous avons donc réuni deux sources de données et extrait des protéines annotées des deux bases de données se focalisant, l'une, sur les plasmides, et l'autre, sur les chromosomes :

- La base de donnée **ACLAME** [74], spécifique aux éléments mobiles que sont les plasmides et les virus et qui regroupe des familles de protéines homologues annotées fonctionnellement à l'aide de différents systèmes d'annotation, dont les termes GO ;

- La base de donnée **PATRIC** [75], qui est un système d'information libre dont le but est de fournir un support à l'analyse des différents pathogènes bactériens. Elle comprend à ce jour 4480 génomes bactériens de toutes les espèces pour lesquelles existent des données actuellement, et rassemble les annotations de GO fournies par trois méthodes d'annotation : RefSeq [76], BRC (Bioinformatics Ressource Center) et propres à PATRIC [75].

Nous avons utilisé le site internet du **National Center Biotechnology Information** (NCBI) [77], qui sert de référence dans le stockage de données biologiques et propose actuellement les bases de données les plus complètes, ainsi qu'un système de taxonomie.

II.C.c. Méthodes de classification non supervisée

Un des moyens fondamentaux de compréhension et d'apprentissage est l'organisation des données en groupes selon les similitudes et les différences qu'elles partagent.

Les méthodes d'estimation de l'homologie entre séquences permettent de calculer une distance séparant chaque paire de séquences. Nous nous sommes servis du calcul de similarités entre les protéines des différents réplicons plasmidiques et chromosomiques en lien avec la ségrégation, réplication et maintenance pour établir des groupes d'homologues protéiques, puis sur cette base, avons procédé à leur organisation en classes.

Parmi les méthodes et algorithmes de classification, on distingue celles qui ont comme point de départ une connaissance sur une partie des données et, à partir de cela, permettent d'organiser les données inconnues (*classification supervisée*), de celles n'ayant aucun *a priori* et cherchant à faire ressortir la structure intrinsèque des données (*classification non-supervisée*).

De nombreuses méthodes algorithmiques non-supervisée (ou *clustering*) classent les données selon la distance ou la similitude entre chaque paire de données. La plus usitée est la méthode des centres mobiles ou *K-means*, qui procède par recherche itérative des groupes les plus cohérents. D'autres méthodes populaires repose sur la construction itérative d'un arbre de hiérarchie liant les différentes données. Les principes ainsi que l'évolution de ces différentes méthodes sont détaillés dans [78] et [79]. Il existe également d'autres méthodes populaires en bioinformatique, fondées sur la représentation des données sous forme de graphes. Parmi celles-ci, nous pouvons citer TRIBE-MCL [80], utilisée lors de la création de la base de données ACLAME [63].

II.C.d. Formalisme de représentation des réplicons

L'utilité de l'identification de clusters d'homologues est de permettre de caractériser un réplicon par sa composition en ces différents clusters : on peut postuler que plus des réplicons sont similaires par rapport à leurs mécanismes de réplication, ségrégation/partition et maintenance, plus leurs compositions en clusters des protéines fonctionnelles liées à ces modules seront proches.

D'un point de vue plus formel, on peut représenter l'ensemble des clusters par un espace vectoriel R^n de dimension n , où n est le nombre total de clusters. Chaque réplicon i peut ainsi être représenté par un vecteur X_i de cet espace (Figure 6), l'objectif étant que chaque variable représente un groupe de protéines partageant des caractéristiques fonctionnelles et structurales. Les différentes variables sont alors discrètes et prennent leurs valeurs sur Z , ensemble des entiers relatifs, ces valeurs correspondant au nombre de protéines partagées pour chaque réplicon provenant d'un cluster donné.

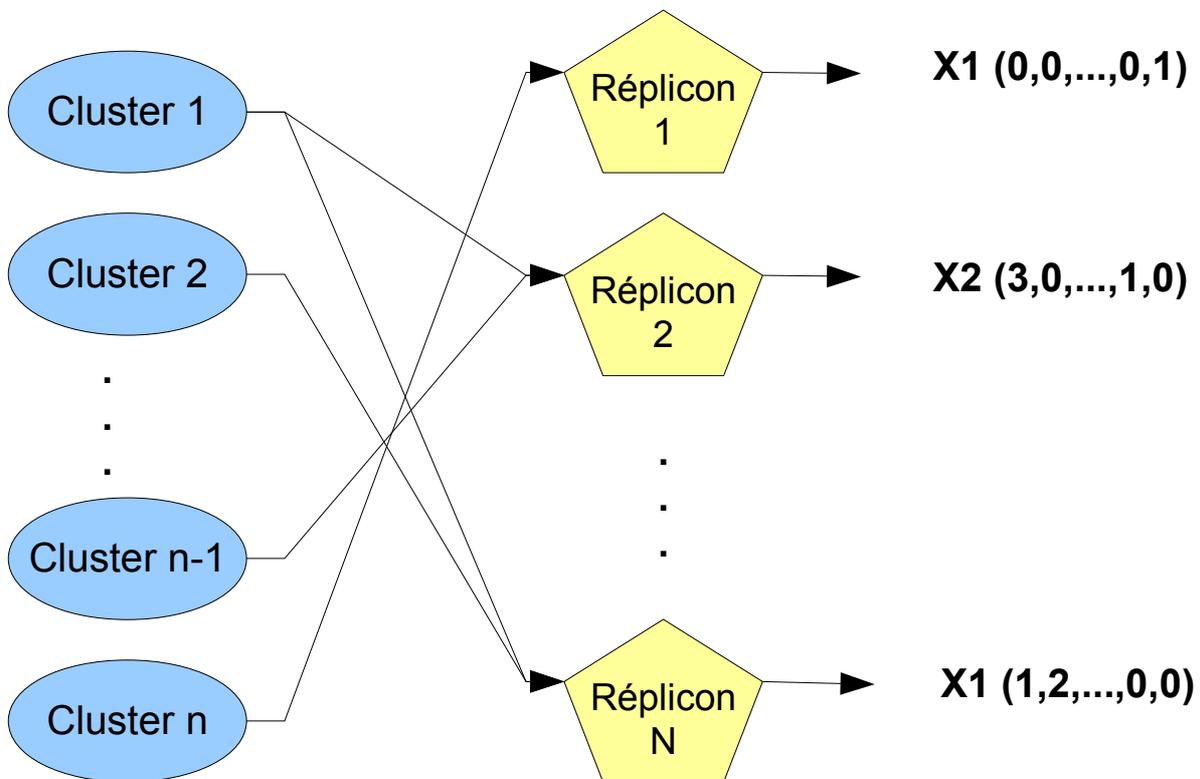


Figure 6: représentation des réplicons en variables multidimensionnelles

Nous avons jusqu'à présent considéré comme variables uniquement des clusters d'homologues construits à partir de l'homologie de séquence partagée par des protéines en postulant que les protéines d'un même cluster partagent également une homologie fonctionnelle. Nous prévoyons d'étendre ce modèle en caractérisant et incluant de nouvelles variables liées aux spécificités structurales et écologiques des réplicons.

II.C.e. Visualisation de réseaux d'interactions

Ce type de modélisation permet l'interconnexion des différents réplicons selon le partage de variables fonctionnelles. Ainsi, l'ensemble des réplicons peut être représenté par un graphe $G=(V,E)$, où chaque réplicon est symbolisé par un nœud V_i de V et est connecté aux autres nœuds de V par les arrêtes E_{ij} de E symbolisant le partage de protéines d'un cluster fonctionnel.

Une première approche intuitive est de chercher à représenter les différents réplicons selon leurs connexions avec l'ensemble des réplicons. Il existe différentes approches d'analyse statistique de données multidimensionnelles pouvant être utilisées à cet effet, telles que l'analyse par composantes principales ou l'analyse factorielle [81]. Cependant, d'autres techniques de visualisation fondées sur le principe des graphes existent [82]. Nous avons privilégié une projection sur une **Self-Organized-Map (SOM)** ou réseaux de Kohonen. Ces méthodes font parties de la famille des algorithmes dits à apprentissage non supervisé et ont été introduites par Kohonen en 1981 [83]. Elles consistent à projeter de façon itérative les vecteurs multidimensionnels sur une carte de dimension réduite formée de neurones (Figure 7). Chaque neurone est constitué d'un vecteur de même dimension et chaque itération commence par l'association entre un vecteur et un neurone selon la proximité des paramètres du vecteur avec les paramètres du neurone. S'ensuit une phase d'apprentissage de la carte où les paramètres des neurones à proximité vont s'adapter face aux valeurs du vecteur associé [78].

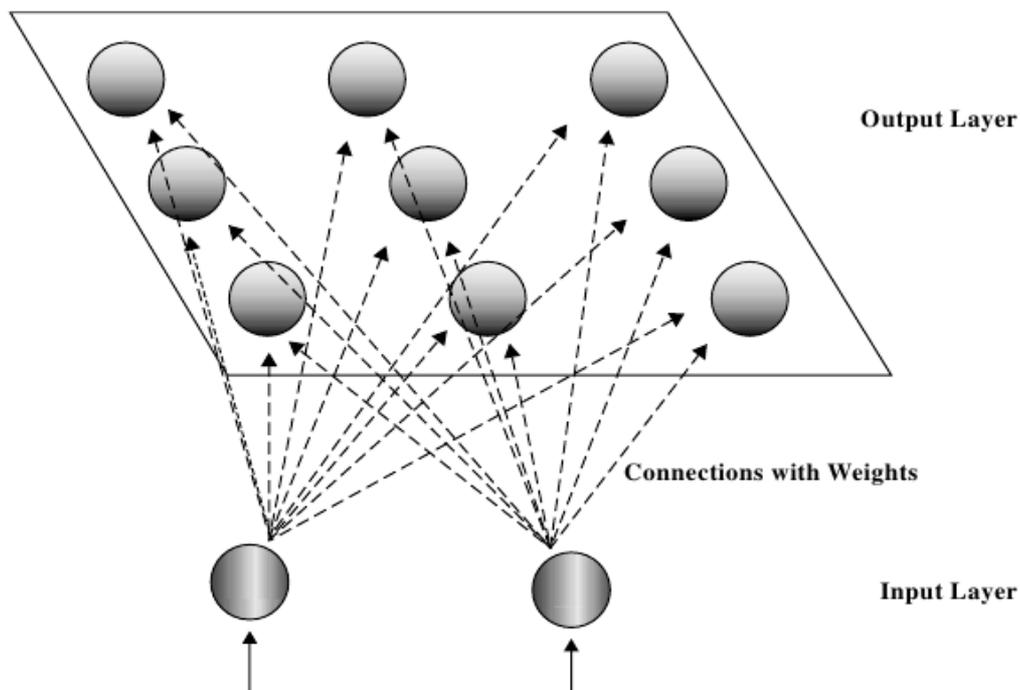


Figure 7: Schéma illustratif des SOM (tiré de [78])

Nous avons préféré utiliser les approches type SOM plutôt que les Analyses par Composantes Principales (ACP) pour plusieurs raisons :

- L'ACP est fondée sur l'analyse de composantes ou combinaisons linéaires de dimensions. Les composantes choisies *expliquent* un maximum de l'inertie du nuage de points et vont servir de nouvelles dimensions dans lesquelles vont pouvoir être projetés les points. Il est fort probable que, dans notre situation, la plupart des variables ne soient pas caractéristiques de l'ensemble de la population mais plutôt propres de sous-groupes spécifiques. Ainsi, plutôt que d'avoir des associations de variables présentes dans la majorité des réplicons et pouvant être utilisées pour les décrire, chaque réplicon sera *a priori* décrit par des variables et des associations de variables propres au sous-groupe auquel il appartient.
- Les valeurs prises par les variables pour les différents réplicons sont souvent de type binaire comprises entre 0 (absence) et 1 (présence en un exemplaire).

II.C.f. Classification supervisée

Le principe de la classification supervisée consiste à attribuer une classe à des éléments inconnus par rapport à la connaissance établie d'une base de donnée d'apprentissage. Considérant notre problématique, ces méthodes sont tout-à-fait pertinentes dans de nombreuses situations :

- La classification de réplicons mal définis, comme dans le cas des chromosomes secondaires, dans des classes où les éléments sont parfaitement caractérisés d'un point de vu biologique, tels que chromosomes primaires ou plasmides.
- La pertinence de la description d'une classe bien définie (par exemple, tous les réplicons appartenant à un phylum bactérien donné) par les différents clusters d'homologues caractérisés précédemment. Par exemple, nous pouvons étudier si les différentes familles d'homologues de protéines en rapport avec la réplication, ségrégation et maintenance identifiées suffisent pour caractériser les réplicons de type chromosomique chez les *Vibrionaceae* et si ceux-ci les distinguent des autres familles des gamma-protéobactéries.
- La découverte et l'analyses d'anomalies dans la classification de réplicons dans des classes bien définies. Si nous avons par exemple accès à une caractérisation claire d'une classe de réplicons chromosomiques chez les alpha- ou gamma-protéobactéries, nous pouvons à l'inverse étudier les réplicons plasmidiques se classant parmi ces réplicons. Nous pouvons ainsi espérer identifier facilement de nouveaux réplicons plasmidiques proches des chromosomes et faisant potentiellement partis des chromosomes secondaires.

Les **Support-Vector-Machine** sont des approches puissantes et relativement récentes de classification supervisée utilisant des outils d'algèbre linéaire et d'optimisation, afin de séparer géométriquement par un hyperplan des vecteurs d'un espace multidimensionnel [84] [85]. Lorsqu'on dispose de vecteurs appartenant à deux catégories (dans une base de données d'apprentissage) dans un espace multidimensionnel, on peut définir un hyperplan support d'une catégorie comme étant un hyperplan où tout les vecteurs d'une catégorie sont tous au dessus ou en dessous de cet hyperplan, les vecteurs supports étant les vecteurs sur l'hyperplan. Le principe des SVM est de trouver les hyperplans pour les deux classes tels que la distance entre ces deux classes soit maximale (Figure 8). Une surface de décision dite optimale est ainsi définie qui permet de classer les vecteurs inconnus selon leur position d'un coté ou de l'autre de la surface de décision.

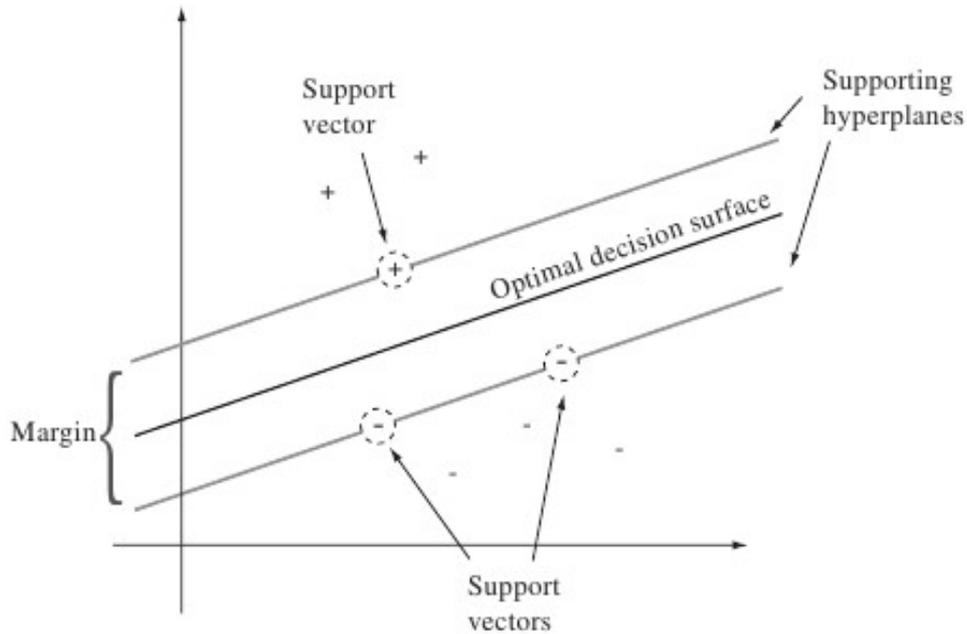


Figure 8: Représentation des plans et des vecteurs support ainsi que la marge à optimiser. (tiré de [86])

De plus sont introduits des opérateurs appelés kernels permettant de calculer des surfaces de décision dans des dimensions supérieures, ce qui peut grandement améliorer l'efficacité des méthodes (voir [86] pour une description formelle des SVM). L'utilisation d'une base de données d'apprentissage permet ainsi de calculer les différents paramètres α et b de la fonction de décision caractéristique de la surface de décision optimale du jeu de données :

$$\hat{f}_D[k, \lambda, C](\bar{x}) = \text{sgn}\left(\sum_{i=1}^l \alpha_{C,i} y_i k[\lambda](\bar{x}_i, \bar{x}) - b\right)$$

À tout vecteur \bar{x} représentant un individu inconnu (un réplicon dans notre cas), la fonction f de décision associera 1 ou -1 selon le signe de :

$$\sum_{i=1}^l \alpha_{C,i} y_i k[\lambda](x_i, \bar{x}) - b$$

ce qui déterminera dans quelle catégorie l'algorithme classe \bar{x} .

De plus, l'opérateur k (définissant le type de fonction kernel à considérer), ainsi que les paramètres C (caractérisant les *variables molles* prises en compte [86]) et λ (paramètre de la fonction kernel) sont propres à la fonction et permettent de calibrer plus ou moins la fonction de décision avec le jeu de données d'apprentissage. Ces paramètres sont à optimiser intelligemment avec le jeu de données d'apprentissage afin de prendre en compte les biais contenus dans le jeu d'apprentissage [86].

II.C.g. Procédure de classification

Les SVM apportent une méthode de classification robuste, rapide et largement utilisée en bioinformatique. Nous comptons les utiliser afin d'étudier la robustesse des clusters d'homologues calculés pour définir les entités plasmidique et chromosomique, ainsi que sur la classification des différents chromosomes secondaires. Nous comptons de plus déterminer des sous-structures à l'intérieur des deux classes de réplicons : plasmides et chromosomes, en

réutilisant des méthodes de clustering non-supervisées telles que Tribe-MCL afin de tenter de caractériser par leurs modules fonctionnels des phylums ou des familles de réplicons chromosomiques et plasmidiques. Si il s'avère alors que les groupes découverts par des méthodes non-supervisées sont non seulement cohérents d'un point de vue biologique (par rapport à la taxonomie bactérienne et à la littérature) et se comportent de façon robuste à la classification supervisée, nous aurons alors une description fonctionnelle de ces groupes et pourrons non seulement étudier la répartition des chromosomes secondaires dans les différents groupes ainsi que les anomalies de classification. De plus, nous pourrons ainsi obtenir des premiers éléments de modélisation fonctionnelle des phénomènes de réplication, ségrégation et maintenance chez les réplicons bactériens (Figure 9).

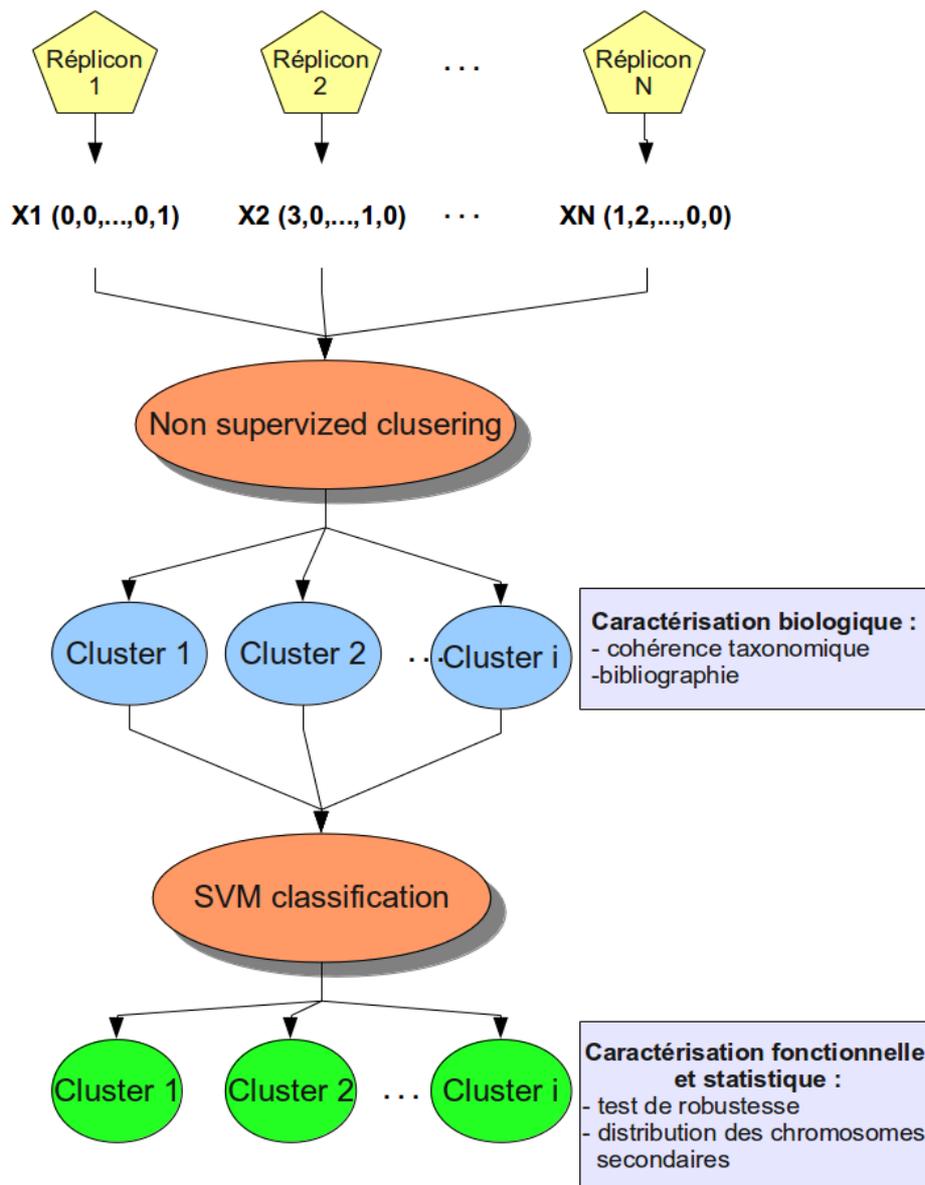


Figure 9 : Description des étapes de classification et de clustering des réplicons

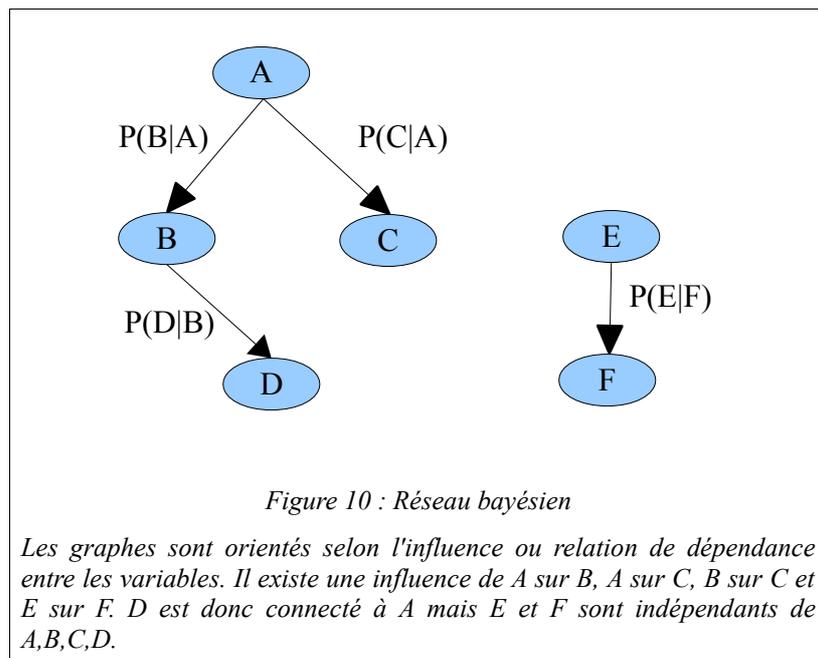
II.C.h. Analyse de la structure des réseaux d'interconnexion par des approches Bayésiennes

On peut définir au sein de notre jeu de données plusieurs niveaux d'interconnexion :

- des différentes protéines reliées par leurs degrés d'homologies.
- des différents réplicons reliés par le partage de protéines (ou de caractéristiques structurales) d'un même groupe.
- des différents clusters de protéines ou de réplicons reliés par leurs similarités globales.
- des différents modules génétiques avec les différents clusters de réplicons.

Nous pouvons résumer alors notre étude à la recherche de la compréhension et de l'organisation de ces différents niveaux d'interconnexion dans le but premier de mieux comprendre la place des chromosomes secondaires vis-à-vis de l'organisation structurale et fonctionnelle des réplicons plasmidiques et chromosomiques. Il est alors logique de vouloir chercher à décrypter et à comparer la structure interne des différents groupes de réplicons identifiés (dans le cas où on obtient bien des groupes cohérents de réplicons). D'un point de vue méthodologique, nous pouvons alors nous tourner vers des modèles de représentation de type réseaux bayésiens.

Le principe des réseaux bayésiens est de représenter des entités d'étude ou variables aléatoires définies dans un certain domaine, connectées entre elles selon l'influence que vont avoir l'ensemble des variables sur la valeur de chacune d'entre elles (Figure 10).



Ces réseaux reposent sur l'expression des probabilités conditionnelles de Bayes :

$$P(A|B) = P(A, B) / P(B)$$

ou encore :

$$P(A|B) = P(B|A) * P(A) / P(B)$$

De plus lorsqu'on a indépendance des données $P(A|B) = P(A)$, on obtient alors :

$$P(A, B) = P(A) * P(B)$$

Formellement, un réseau bayésien est un graphe acyclique orienté $G=(V, E)$, où V , l'ensemble des nœuds de G est constitué de variables aléatoires V_i , et E , les arcs connectant les différents V_i , sont les relations de dépendance entre les variables (Figure 10). L'ensemble des variables V_i est défini dans un espace probabilisé fini (Ω, p) tel que :

$$P(V_1, V_2, \dots, V_n) = \prod_{i=1..n} p(V_i | C(V_i))$$

avec $C(V_i)$ l'ensemble des parents de V_i dans le graphe.

L'utilisation essentielle des réseaux bayésiens est l'estimation ou le calcul d'inférences, c'est-à-dire, des différentes probabilités conditionnelles du réseaux. Un problème inhérent des réseaux bayésiens est donc de déterminer sa structure interne. On peut dans un premier temps calculer la vraisemblance de toute les structures possibles pour un certain nombre de variables. Cependant ce problème est considéré comme np -complexe et il existe de nombreuses approches fondées sur des heuristiques permettant d'estimer une structure proche de la structure optimale selon un jeux de données. Pour une définition plus formelle des réseaux bayésiens et une description des différentes méthodes nous invitons le lecteur à se référer à [87].

Dans notre situation, il serait intéressant d'utiliser le formalisme des réseaux bayésiens afin non seulement d'estimer les structures fonctionnelles et structurales internes à chaque groupe de réplicons définis mais également d'identifier les dépendances pertinentes et caractéristiques de ces groupes. Ainsi nous serons en mesure d'apporter quelques éléments de modélisation dans les processus fonctionnels et les caractéristiques structurales propres à la réplication, ségrégation et maintenance des différents groupes de réplicons et nous pourrons étudier la répartition des chromosomes secondaires à l'intérieur de ces différents modèles et proposer des éléments de réponse aux questions biologiques de départ (Figure 11).

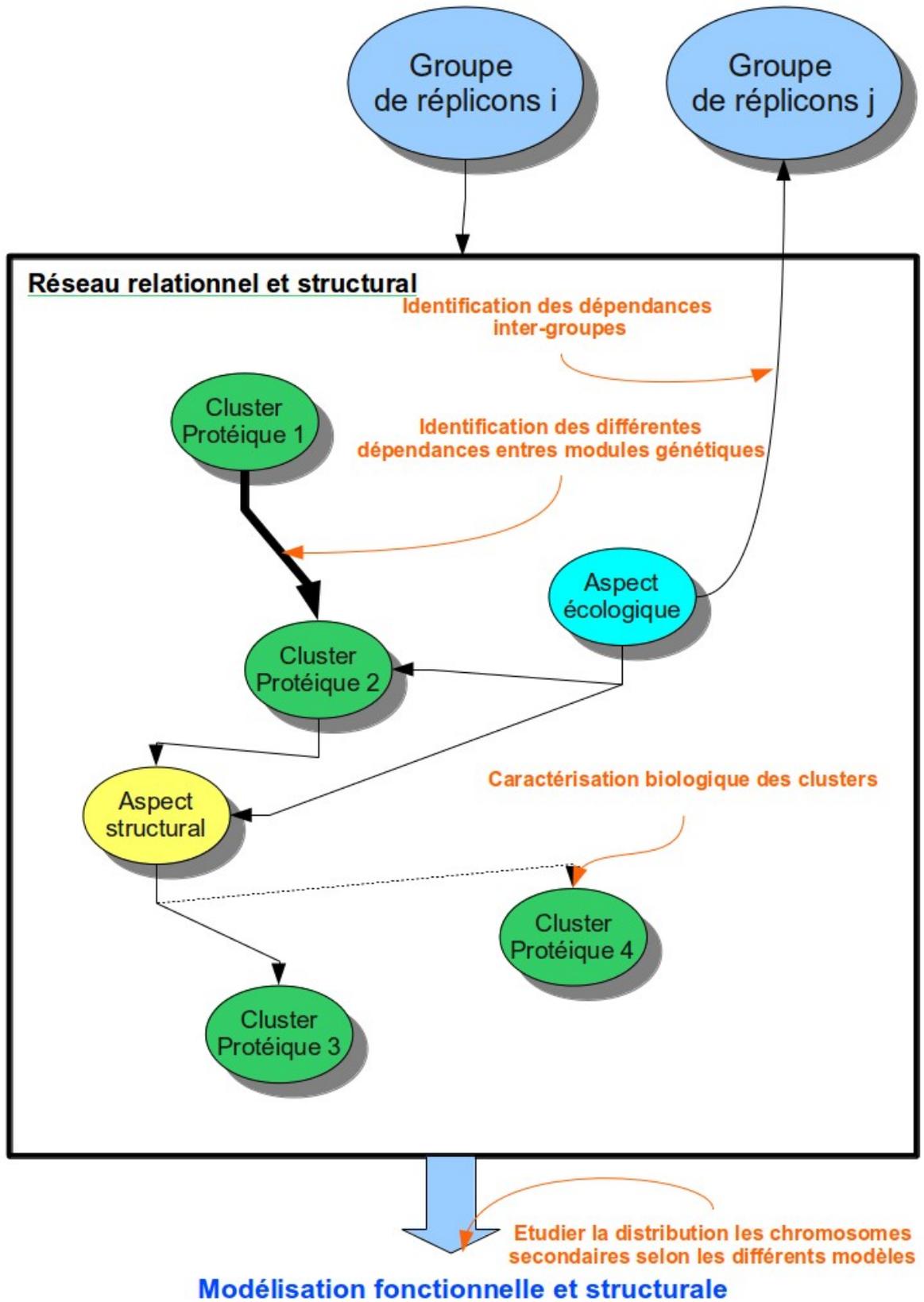


Figure 11: Description de l'utilisation des réseaux bayésiens dans une approche de modélisation

III Réalisations bioinformatiques

Le travail réalisé lors de cette première année, outre l'étude bibliographique, a consisté à établir les bases nécessaires aux différentes analyses de bioinformatique. Nous avons développé des méthodes automatiques ou semi-automatiques de récupération de données, extrait, stocké et organisé les différentes données dans des bases de données organisées, et réalisé des analyses préliminaires. Les verrous techniques rencontrés sont de plusieurs ordres :

- Nous sommes confronté à des jeux de données conséquents où l'on doit manipuler des fichiers de plusieurs gigabits de données.
- Les mises à jour des données sont nombreuses et les modifications des bases de données (ainsi que de la structure même de certains sites internet) sont fréquentes.
- La bioinformatique étant une discipline relativement jeune, il existe de nombreux outils très spécifiques, en constante évolution, manquant souvent d'harmonisation ou étant incomplet. Par exemple les problèmes relatifs aux systèmes d'annotation utilisés sont trop souvent subjectifs aux experts et variant considérablement d'une étude à une autre, ou au contraire sont trop ou pas assez spécifiques sur certains aspects.

D'un point de vue plus spécifique à notre problématique, nous pouvons souligner les difficultés matérielles suivantes :

- Le biais entre les données disponibles en abondance pour certains groupes d'organismes modèles ou soumis à de nombreuses études, et celles peu ou pas disponibles pour la grande majorité des organismes (Annexes 1,2 et 2).
- Le nombre élevé de variables considérées dans nos analyses (de 200 à 10000 par réplicon), ce qui peut entraîner des temps de calculs particulièrement long pour les différents algorithmes.

III. A. Scripts et méthodes développées

Les scripts réalisés peuvent être séparés en quatre catégories (Figure 12) :

- Les scripts de récupération d'information sur les sites internet: ACLAME, PATRIC et NCBI.
- Les scripts permettant de modifier les différentes bases de données locales.
- Les scripts d'implémentation et d'utilisation des différentes méthodes de clustering et de classification, de représentations graphiques et supervisant les analyses BLAST.
- Les méthodes de parallélisation des scripts interagissant avec l'ensemble des scripts précédents.

La majorité de nos scripts a été réalisée avec le langage Python. Les bibliothèques additionnelles utilisées jusqu'à présent pour python sont *NumPy/SciPy*, *Matplotlib*, *MySQLdb*, *PyCluster*, *hcluster*. Quelques scripts ont été écrits en C++ pour une optimisation de la vitesse. L'ensemble de l'implémentation des bases de données a été réalisé en utilisant *MySQL*.

Un travail important a été réalisé dans la parallélisation des scripts pour optimiser la vitesse d'exécution en utilisant les multiprocesseurs disponibles sur la station de travail. Nous avons développé pour cela différentes classes de *multiprocessing* et de *multithreading* adaptables aux nombreux scripts et permettant d'exécuter et de gérer en parallèle des sous-processus sur les différents processeurs et différentes tâches sur un même cœur. Nous avons de plus implémenté différentes bases de données en local permettant de stocker et d'organiser les données spécifiques aux informations d'ACLAME (stockage des familles de protéines des plasmides et

de leurs caractéristiques), de PATRIC (stockage des génomes, des liens protéines-GO), de NCBI (stockage des génomes et des informations spécifiques aux différents organismes telles que l'écologie, le pouvoir pathogène...), des résultats des analyses de BLAST et de clustering (les différents scores des analyses, les clusters...) ainsi que l'intégration de la base de données NCBI de la taxonomie des espèces.

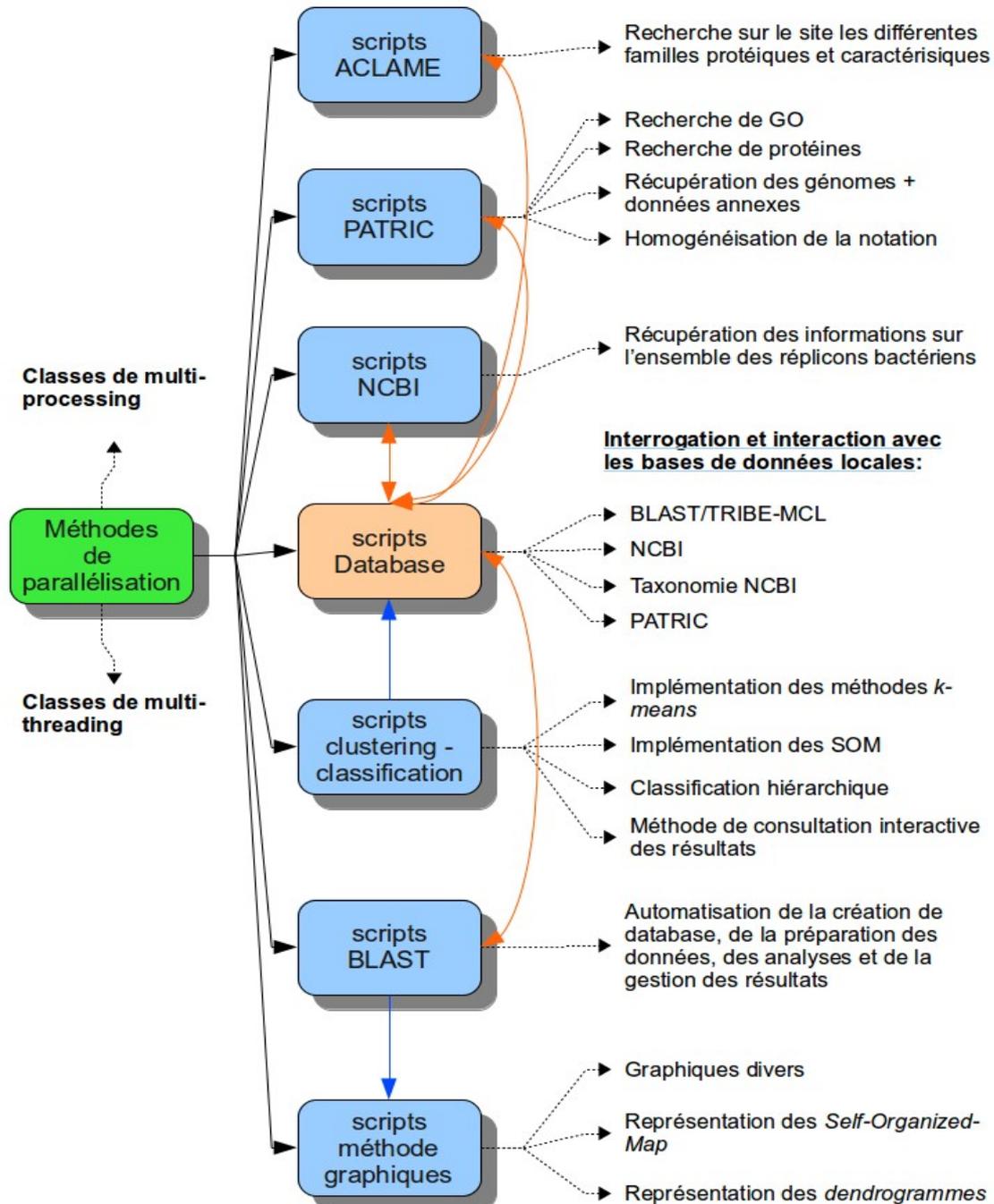


Figure 12 : Représentation des différents scripts et méthodes implémentés et de leurs interactions

III. B. Protocole de réalisation des clusters d'homologues

Les bases de données ACLAME et PATRIC nous permettent d'identifier les protéines et gènes liés fonctionnellement aux différents modules génétiques en rapport avec la réplication, ségrégation et maintenance. Ces protéines et gènes constituent le point de départ de nos analyses dans l'identification des protéines et gènes ayant des fonctions et rôles similaires sur l'ensemble des génomes bactériens disponibles.

Nous avons effectué cette identification par recherche d'homologies entre certaines protéines annotées des bases de données, sélectionnées selon certains critères fonctionnels, et l'ensemble des protéines des génomes. Nous avons commencé en sélectionnant 15 termes GO (Tableau 1), paraissant les plus adaptés pour l'identification de protéines en rapport avec la réplication, ségrégation et maintenance du génome. Jusqu'à présent, nous avons omis les termes GO en rapport direct avec le réplisome car nous cherchons dans un premier temps à rapprocher les réplicons plasmidiques et chromosomiques et l'inclusion de ces protéines, extrêmement nombreuses et présentes sur tous les chromosomes bactériens, auraient biaisé la classification en faveur des réplicons de type chromosomique. De plus, nous n'avons pas intégré les termes GO en rapport avec les protéines recombinases car ils incluent des protéines intégrases, en rapport avec l'intégration des phages dans le génome, et mélangent recombinases homologues et recombinases site-spécifique, ce qui est en dehors du cadre de notre étude préliminaire. Nous avons ensuite sélectionné de façon semi-automatique 59 familles d'homologues dans la base de données ACLAME, en rapport avec la réplication et la ségrégation plasmidique. De même nous avons choisi de ne pas inclure pour l'instant les protéines en rapport avec la maintenance plasmidique (principalement les protéines liées aux systèmes PSK) et la conjugaison car celles-ci risqueraient d'être trop contraignante dans la classification des chromosomes avec les plasmides.

Termes GO	description	nombre de protéines
#GO liés à la réplication mais pas directement à l'élongation		
GO:0006270	DNA replication initiation	353
GO:0006274	DNA replication terminaison	48
GO:0032297	negative regulation of DNA replication initiation	40
#GO liés à la ségrégation		
GO:0007059	chromosome segregation	1236
GO:0003688	DNA replication origin binding	324
GO:0051301	cell division	1794
GO:0007049	cell cycle	2576
GO:0000910	cytokinesis	829
GO:0009295	nucleoid	58
GO:0051983	regulation of chromosome segregation	12
GO:0030261	chromosome condensation	311
#GO liés à la maintenance		
GO:0006276	plasmid maintenance	81
GO:0042127	regulation of cell proliferation	45
GO:0000918	selection of site for barrier septum formation	310
GO:0051726	régulation of the cell cycle	99

Tableau 1: Les différents termes GO utilisés dans la base de données PATRIC

Ces différentes protéines identifiées comme fonctionnellement pertinentes ont servi comme séquences requêtes afin d'identifier les protéines homologues sur l'ensemble des génomes bactériens et des séquences plasmidiques disponibles dans GenBank [88] (totalisant 2331 séquences plasmidiques et 1609 génomes bactériens au 29 mars 2012). Pour cela nous avons utilisé l'algorithme BLAST en fixant à 10 la valeur-seuil de la E-value. Cette valeur est le seuil au delà duquel nous avons considéré que l'homologie entre séquences annotées fonctionnellement et séquences des génomes n'était pas suffisante. Nous avons ainsi obtenu un total de 99.948 protéines. Certaines études utilisent des seuils de E-value plus bas [89] [90]. Nous avons volontairement choisi un seuil élevé pour maximiser le rapprochement entre des protéines présentes sur des espèces éloignées phylogéniquement, et entre plasmides et chromosomes. Nous envisageons de tester par la suite l'influence d'autres paramètres de BLAST dans la capacité de notre méthode à regrouper des séquences similaires d'un point de vue fonctionnel mais aussi d'évaluer l'efficacité de méthodes alternatives, en particulier des méthodes dites *alignment-free* (sans alignement des séquences les unes par rapport aux autres).

Nous avons ensuite estimé la similarité de séquence entre chaque paire de ces protéines en appliquant l'algorithme BLAST avec les paramètres standards, afin d'obtenir une matrice de comparaison de toute les protéines. Il existe des nombreuses méthodes de classification non-supervisées ou *clustering* permettant d'identifier des structures au sein d'une population d'individus dont les membres sont reliés entre eux par des indices de similarités [79]. Dans notre cas, nous sommes en présence d'une population de protéines reliées entre elles par les paramètres donnés par l'algorithme BLAST. Nous avons utilisé dans un premier temps l'algorithme TRIBE-MCL [80], qui a démontré sa capacité à reconstruire des familles de protéines [90]. Nous avons utilisé d'abord le score E-value comme seul paramètre, tel que décrit dans [89]. Nous avons de plus étudié l'influence du paramètre inflation de l'algorithme, qui influence la granularité des clusters formés, dans la pertinence d'un point de vue biologique des clusters obtenus. Plus la valeur de cet indice est élevé, plus l'algorithme aura tendance à former des clusters compacts composés d'individus proches. Les différentes étapes du protocole sont résumées dans la Figure 13.

Notre protocole contient un certain nombre de biais :

- Le premier vient de l'extraction même des protéines des bases de données ACLAME et PATRIC. L'annotation des protéines par termes GO est subjectif et dépend du protocole utilisé ainsi que de l'expert ayant réalisé l'annotation. Par exemple, certains termes sont utilisés seulement par l'annotation BRC mais ni par RefSeq ou par l'annotation PATRIC, et inversement.
- Certaines protéines possédant un rôle fonctionnel pertinent peuvent ne pas être annotées ou être mal annotées.
- Pour une certaine catégorie fonctionnelle donnée, il peut y avoir une sur-représentation d'une famille d'homologues sans que certaines protéines appartenant à cette catégorie fonctionnelle mais possédant peu ou pas d'homologues dans les bases de données, ne soient annotées.
- Un autre biais vient de la répartition non homogène des espèces dans la base de données (les souches des modèles d'études comme par exemple *E. coli* ou les pathogènes tels que *V. cholerae* sont largement sur-représentés par rapport à des bactéries de phylum moins étudiés comme les cyanobactéries. Cela peut se traduire par une difficulté à repérer par les analyses de types recherche d'homologie certaines protéines d'intérêt dans les génomes des espèces moins représentées.
- Enfin, le seuil de la E-value délimitant les protéines prises pour l'analyse et celles rejetées est totalement arbitraire. Celui-ci peut être trop élevé pour des protéines ayant tendance à évoluer rapidement, et inversement. Nous l'espérons néanmoins suffisamment large afin de capturer le

plus possible les protéines ayant un lien d'homologie avec les protéines requêtes.

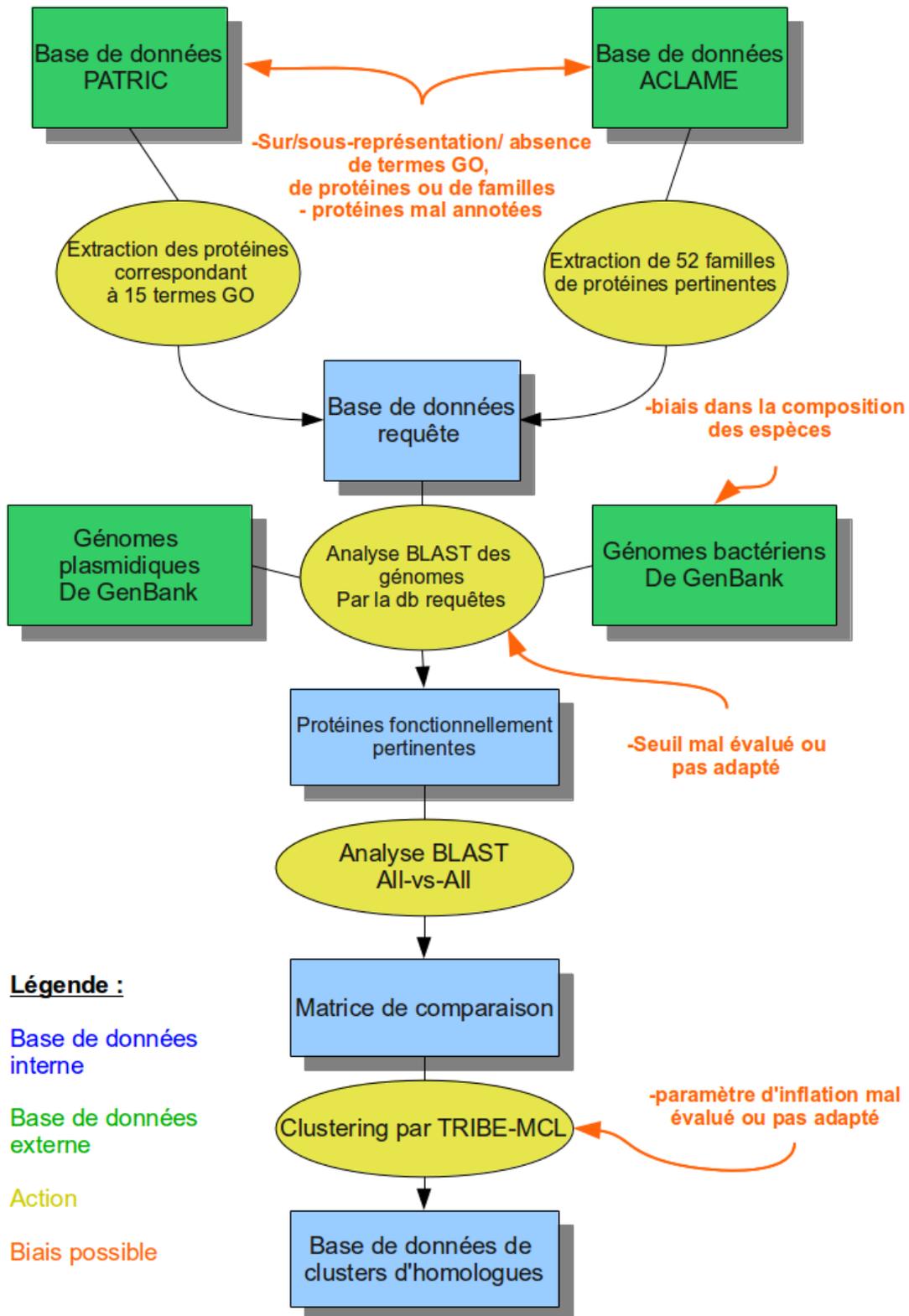


Figure 13: schéma des étapes de la création des clusters d'homologues

IV. Premiers résultats et interprétations

IV. A. Étude des méthodes de clustering

Une de nos premières séries d'expérience a été l'étude des méthodes de clustering sur les réplicons plasmidiques de la base de données ACLAME à partir de la distribution des familles de protéines pour chaque plasmide (Annexe 4). Notre étude a porté sur les 1109 plasmides de la version 0.4 du serveur et sur 60 familles protéiques. Nous avons essayé deux approches :

- Le couplage des méthodes de clustering par centre mobile ou *K-means* avec des approches de classification hiérarchique.
- L'utilisation de *Self-Organized-Map* dans le clustering des différents réplicons.

Pour les calcul des clusters, nous avons utilisé le package *cluster* de *SciPy* et la librairie *Pyclust*. Pour obtenir des clusters les plus optimisés possibles pour un K donné, nous avons parallélisé l'exécution multiple de l'algorithme afin de l'exécuter le plus de fois possible en un minimum de temps et d'avoir la dispersion intra-groupe sur le résultat final la plus faible possible. Nous nous sommes servis ensuite du barycentre des clusters obtenus pour les organiser par classification hiérarchique avec la librairie *hcluster* implémenté en python. Nous avons de plus pré-traité les données en les blanchissant avec la fonction *whiten* de *scipy*. Cette opération divise chaque valeur (ici, le nombre de protéines appartenant à une famille donnée pour un plasmide donné) par l'écart-type du paramètre (ici, l'écart-type au sein des valeurs du nombre de protéines d'une famille donnée pour tous les plasmides). Cette opération permet d'ajuster entre elles les observations pour les différentes familles en fonction de la dispersion de chaque famille.

Le calcul des *Self-Organized-Map* pour les différents réplicons a été effectué avec la librairie *Pycluster* implémentée en Python. Les données sont d'abord pré-traitées en étant aussi blanchies puis normalisées. La taille des SOM et le nombre d'itération ont été choisis en accord avec [91].

L'inconvénient des méthodes de type *K-means* est la nécessité de fixer le nombre de classes K à considérer par l'algorithme. L'étude de la dispersion observée pour différentes valeurs de K est montrée en Figure 14.

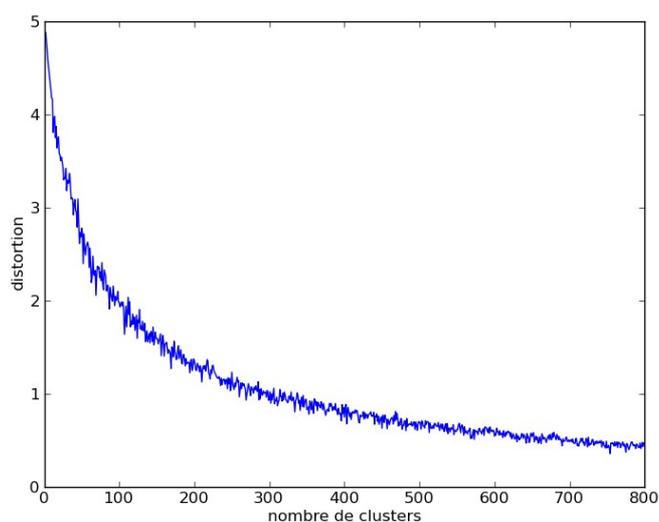


Figure 14: Évolution de la dispersion (distortion) en fonction du nombre de clusters

On peut constater qu'il semble difficile pour l'algorithme de détecter une structure propre dans les données, c'est-à-dire un nombre de classes permettant une réduction de la dispersion. Il apparaît alors que la dispersion semble tendre vers 0 pour un nombre de clusters proche du nombre de réplicons. Ainsi la configuration optimale semble être par cette méthode la séparation de tous les réplicons.

Nous avons essayé différentes valeurs de K pour la classification hiérarchique. Pour étudier la pertinence des résultats nous avons étudié visuellement la répartition des différents réplicons selon leur appartenance à des hôtes de différentes familles taxonomiques et nous l'avons comparée avec les résultats obtenus avec les SOM (Annexe 3). Les résultats apportés par les SOM, en plus de permettre une comparaison en deux dimensions par rapport à la classification hiérarchique, semble permettre un meilleur rapprochement des réplicons ayant des probabilités importantes d'être proches biologiquement. Cette première série d'expériences, en plus de nous montrer la faiblesse de la classification par K -means sur ce jeux de données, nous a conforté dans l'idée de rapprocher des réplicons par le partage de modules fonctionnels.

IV. B. Clusters d'homologues pour l'ensemble des réplicons

Les résultats apportés par les SOM (*i.e.*, les regroupements selon les hôtes des plasmides) nous ont motivé à poursuivre dans cette voie. Nous avons alors réalisé des clusters d'homologues fonctionnels pour l'ensemble des réplicons et utilisé ceux-ci dans la classification des réplicons. Un premier travail a été d'optimiser les paramètres de l'algorithme de clustering et de voir si les clusters obtenus sont cohérents d'un point de vue biologique. Nous avons commencé en appliquant différents indices d'inflation (influençant la granularité des clusters) entre 1, 4 et 6 pour le calcul des clusters, tel que conseillé dans le protocole d'utilisation de TRIBE-MCL. La figure 15 présente la distribution des protéines plasmidiques et protéiques à l'intérieur de chaque cluster.

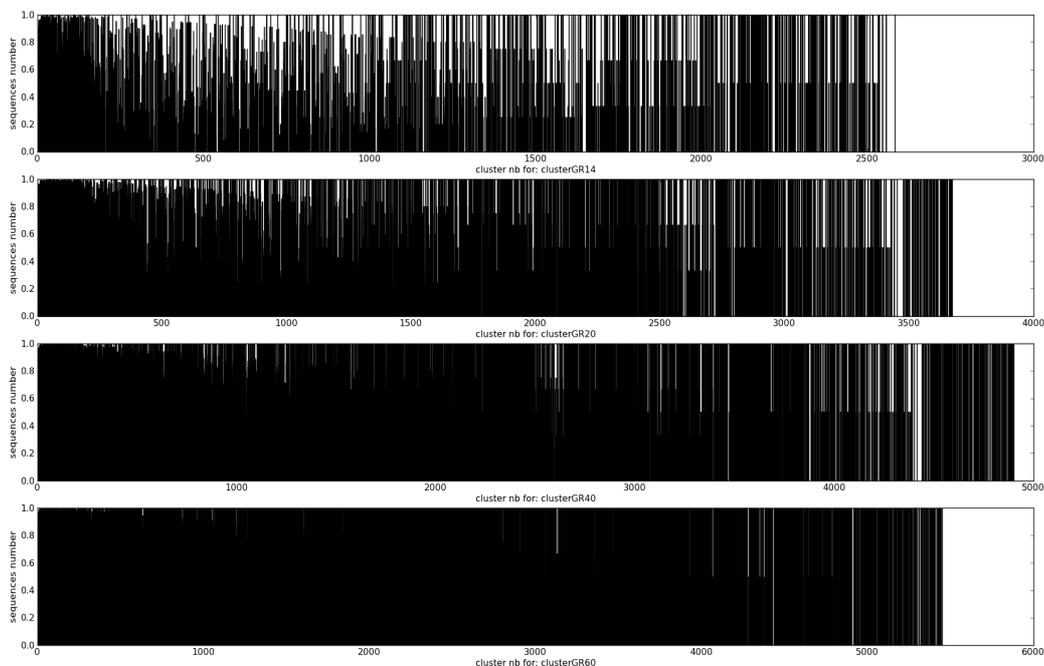


Figure 15: Répartition normalisée des différentes protéines chromosomiques (en noir) à l'intérieur des 2500 premiers clusters classés de façon croissante selon leurs nombres de protéines

On constate que les protéines de type chromosomique ont davantage tendance à occuper les clusters les plus importants. Malgré une différence possible dans le nombre de protéines plasmidiques et chromosomiques, on peut postuler que cette tendance vient de la plus grande variabilité des protéines plasmidiques par rapport aux protéines chromosomiques. Bien que cela soit tout-à-fait possible, nous n'avons pas pour l'instant mesuré ces différentes corrélations potentielles. Nous avons plutôt cherché à mesurer la cohérence biologique de chaque cluster. Pour cela nous sommes parti des annotations GO assignées aux protéines requêtes. Nous avons postulé que les différentes protéines identifiées comme pertinentes dans les analyses BLAST étaient liées fonctionnellement aux protéines requêtes et donc aux GO de ces protéines. Nous avons alors identifié les groupes fonctionnels de protéines où aucun GO n'était partagé entre les membres, en considérant qu'une protéine appartenait à un groupe de protéines si et seulement si elle partageait au moins une protéine requête ayant un même GO. Nous avons ainsi étudié l'indice suivant, témoignant de la dispersion *intra-cluster*, au sein de chaque cluster de protéines :

$$Id = \ln_2 \left(1 + \sum_{\substack{c=1 \\ c \neq Cmax \\ c \neq Empty}}^{c=n} C(c) * \left(\frac{tot - C(c)}{tot} \right) \right)$$

où C représente un vecteur de l'ensemble des tailles des n groupes fonctionnels internes à un cluster, tot représente le nombre total de protéines du cluster, $c=Cmax$ lorsque $C(c)$ est maximal et $c=Empty$ lorsque $C(c)$ correspond à la taille d'un groupe fonctionnel non-assigné par des termes GO. Le calcul de cet indice revient à :

1. identifier les sous-groupes fonctionnels au sein de chaque cluster à partir des annotations GO des séquences requêtes ayant servi à l'identification de chaque protéine.
2. identifier le groupe majoritaire au sein des sous-groupes ainsi que le groupe non annoté par les termes GO si il existe.

Cet indice est similaire au logarithme de la variance de la distribution des séquences au sein des sous-groupes. Si un cluster est homogène, alors il n'existe qu'un sous-groupe au sein de ce cluster et Id sera égal à 0. Au contraire, plus un cluster sera hétérogène, plus Id sera élevé.

Cette mesure *ad hoc* fournit une estimation de l'homogénéité fonctionnelle des séquences d'un cluster vis-à-vis de leurs GO. Nous l'avons utilisée afin d'étudier la capacité de notre procédure à produire des clusters fonctionnellement cohérents. La figure 16.a montre l'évolution de la somme de cet indice pour les 300 premiers clusters (en taille) selon différents indices de granularité utilisés par TRIBE-MCL. On constate une certaine stabilité dans la valeur de la somme des Id ainsi que dans le nombre de séquences à partir d'un indice de granularité de 4. Concrètement on peut penser qu'à partir de cette valeur, les clusters obtenus sont relativement stables : les séquences fonctionnellement hétérogènes aux clusters, présentes pour des indices plus faibles, ont tendance à être exclues de ceux-ci pour des indices plus forts et à former des clusters plus petits (ce qui explique la diminution du nombre de séquences). Il est important de ne pas utiliser d'indice trop élevé donnant des clusters trop spécifiques. La première raison est l'augmentation significative du nombre total de clusters (Figure 16.b), augmentant ainsi le nombre de variables à considérer pour chaque réplicon. Enfin une trop grande spécificité aura pour conséquence de ne pas permettre le regroupement de protéines relativement proches et dont la similitude est potentiellement intéressante.

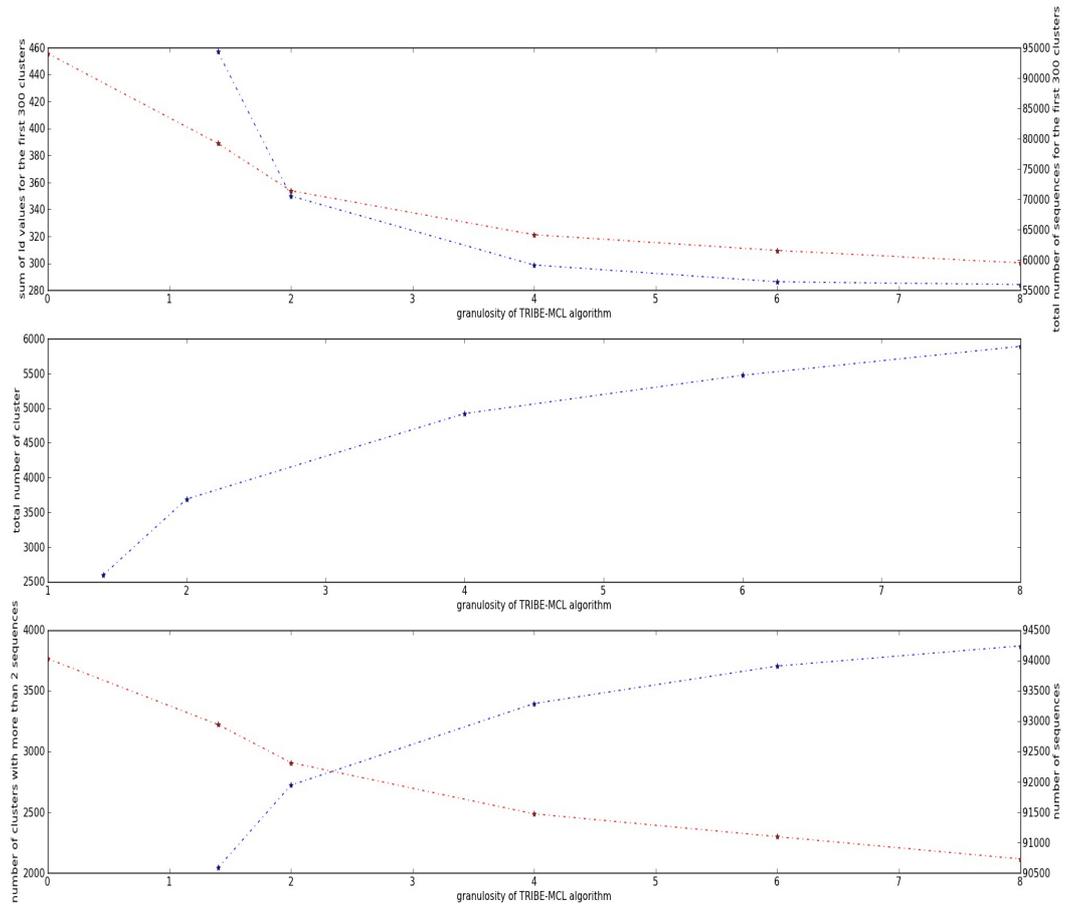


Figure 16: caractéristiques des clusters protéiques réalisées selon la granularité utilisée avec TRIBE-MCL.

a) En haut : Évolution en fonction de la granularité du nombre de séquences (rouge, légende à droite) et de la somme de l'indice Id (bleu, légende à gauche) pour les 300 premiers clusters. b) Au milieu : Nombre total de clusters en fonction de la granularité. c) En bas : Évolution en fonction de la granularité du nombre de clusters comportant au moins 3 séquences (bleu, légende à gauche) et du nombre total de séquences (rouge, légende à droite).

IV. C. Visualisation des interconnexions entre les réplicons

De même que pour le protocole de réalisation de *Self-Organized-Map* décrit ci-dessus, nous avons utilisé les clusters obtenus avec TRIBE-MCL pour un indice d'inflation de 4 en tant que variable des différents réplicons, afin de projeter ceux-ci sur une SOM. Nous avons pour cela utilisé les clusters d'au moins 3 séquences. Cela nous donne un total de 90727 séquences provenant de 4092 réplicons, réparties dans 2721 clusters. Les premiers résultats obtenus par les SOM (Figure 16) montre des séparations nettes entre les groupes de réplicons de type plasmidique et chromosomique avec néanmoins la présence de groupes plus ambigus où sont présents à la fois des réplicons de type plasmidique et des réplicons de type chromosomique, vraisemblablement en conséquence d'une homologie entre les protéines de ces réplicons.

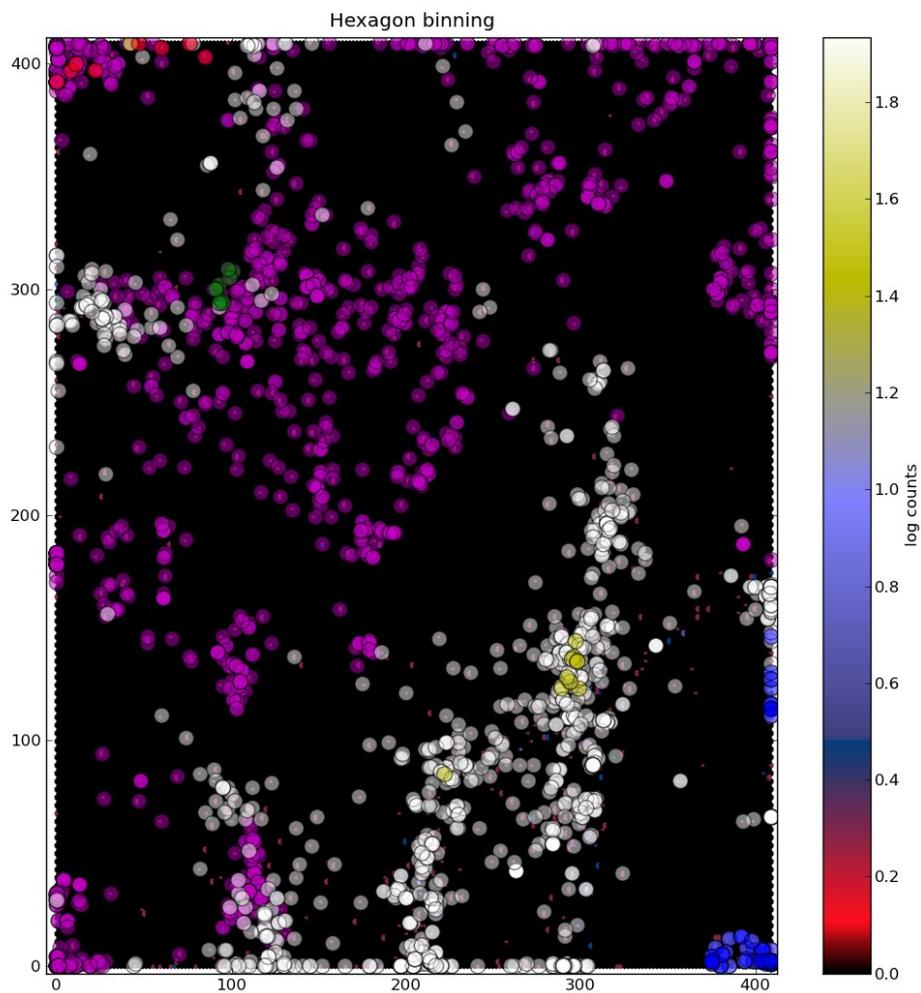


Figure 17 : SOM réalisée pour l'ensemble des réplicons

Les réplicons identifiés comme étant de type chromosomique sont en mauve et ceux de type plasmidique en blanc. Les réplicons de type plasmidique appartenant à *Borrelia* spp. (bleu) et *Agrobacterium* spp. (jaune) et leurs chromosomes respectifs (vert pour *Borrelia* spp. et rouge pour *Agrobacterium* spp.) sont montrés.

Les protéines prises en compte dans cette étude ont été choisies pour leurs liens fonctionnels avec l'initiation de la réplication et la ségrégation des réplicons. La distribution des réplicons sur la SOM met alors en avant les rapprochements et les divergences fonctionnelles entre les réplicons vis-à-vis de ces deux aspects. On peut alors caractériser un groupe de réplicon, identifié sur la SOM, par sa composition en clusters d'homologues perçu comme modules fonctionnels. Comme exemple de groupes caractéristiques, nous avons identifié sur la figure 17 les réplicons de deux groupes d'espèces connues pour posséder des chromosomes secondaires : *Agrobacterium* spp. appartenant au phylum des Protéobactéries, Division des Alpha-protéobactéries, et *Borrelia* spp. appartenant au phylum des Spirochètes, phylogéniquement distant des protéobactéries. La SOM permet d'identifier formellement un groupe distinct contenant les plasmides appartenant aux borréliés (en bleu dans la Figure 16) et met en évidence une proximité forte des chromosomes de cette famille au sein d'un groupe plus large (en vert dans la Figure 16). Inversement, les plasmides des réplicons des *Agrobacterium* sont répartis au sein d'un groupe plus large de réplicons plasmidiques (en jaune dans la Figure 16) alors que les

chromosomes appartiennent à un sous-groupe bien distinct (en rouge dans la Figure 16). Ce sous-groupe regroupe d'autres chromosomes appartenant aux alpha-protéobactéries (*Rickettsia* spp., *Rhizobium* spp., *Caulobacter* spp.). Ainsi il existe une certaine cohérence taxonomique dans les regroupements montrés par la SOM.

De plus, ces résultats démontrent la pertinence du rapprochement plasmide-chromosome à partir de l'étude des réplicons ambigus : le regroupement d'un réplicon correspondant *a priori* à un chromosome secondaire avec les chromosomes des alpha-protéobactéries (point jaune regroupé en haut de la figure 16 avec les points rouges "chromosomiques") témoigne en effet des caractéristiques plasmidiques de ce réplicon.

Conclusion

Les analyses réalisées jusqu'à présent ont porté sur un nombre limité de séquences protéiques en rapport seulement avec les termes GO présents dans PATRIC et avec l'initiation de la réplication et de la ségrégation des réplicons bactériens. Nous nous sommes de plus limité à la visualisation des différents réplicons par des méthodes de type SOM. Enfin nous n'avons que partiellement analysé les clusters d'homologues obtenus.

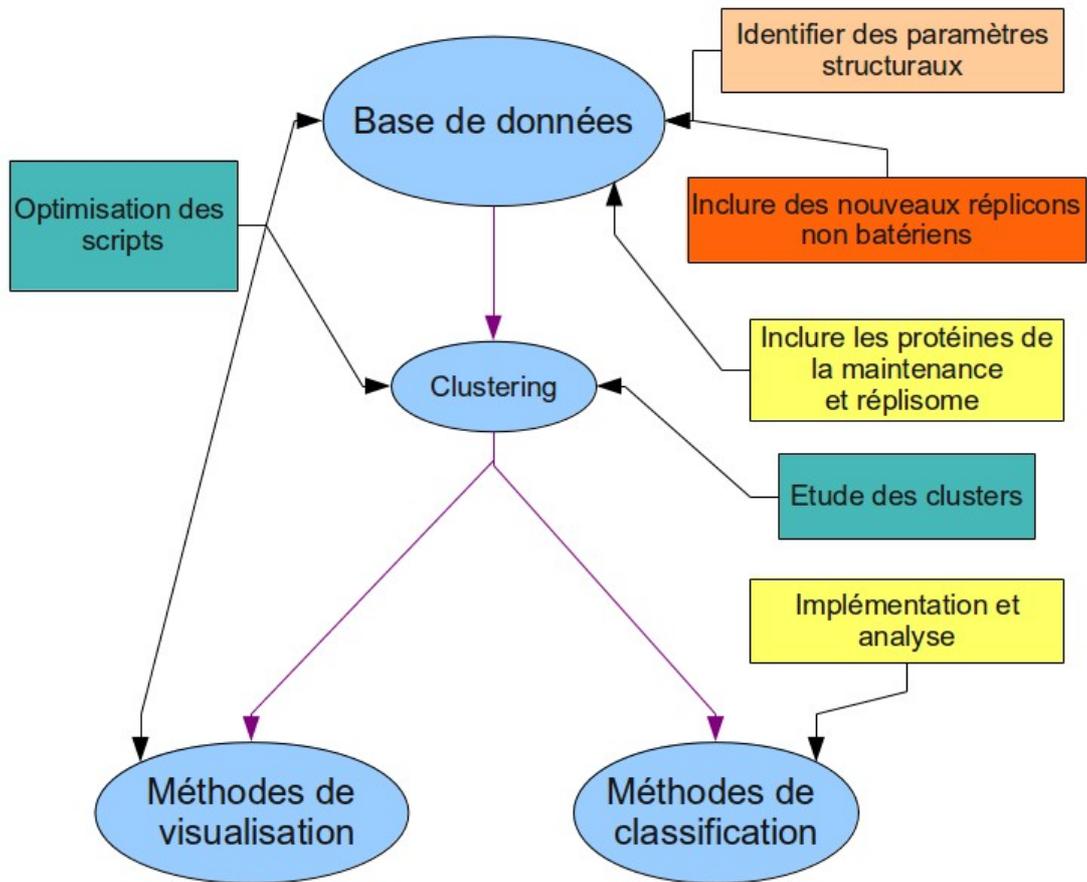
Les premiers résultats nous ont permis de valider notre démarche qui repose sur l'utilisation des clusters d'homologues fonctionnels pour étudier le rapprochement plasmide-chromosome. Nous envisageons de poursuivre dans cette voie en affinant et enrichissant les premières techniques élaborées, et en utilisant des méthodes d'apprentissage et de classification plus puissantes telles que celles présentées dans la partie II, l'objectif étant d'obtenir le modèle le plus précis dans la classification des réplicons en fonction des modules génétiques fonctionnels et structuraux. Hormis l'efficacité démontrée de cette approche, l'utilisation de ce type de méthodes semble être la plus adaptée pour l'organisation de données provenant de l'ensemble des génomes bactériens et de natures aussi variées que des scores d'homologie entre protéines, des caractéristiques structurales, écologiques et taxonomiques.

D'un point de vue biologique, cette classification des réplicons est essentielle afin non seulement de mesurer analytiquement le lien entre chromosomes et plasmides et de permettre d'obtenir une vue d'ensemble du mosaïsme des mécanismes génétiques impliqués dans la réplication et la ségrégation existant chez les plasmides et les chromosomes. À travers cette représentation des réplicons, il sera possible d'étudier les chromosomes secondaires en tant que liens évolutifs entre chromosomes et plasmides, ainsi que de déterminer leurs caractéristiques propres, ce qui permettra de proposer des mécanismes de transition dans le passage d'un état instable ou mobile du matériel génétique vers un état stable.

Nos projets spécifiques pour la suite de ce travail sont :

- i) d'optimiser et de corriger les méthodes implémentées afin qu'elles soient le plus complètement automatisées,
- ii) d'intégrer un maximum de protéines pertinentes en rapport avec les systèmes de maintenance, de recombinaison et avec le réplisome,
- iii) d'implémenter, tester et analyser les résultats des méthodes d'apprentissage et de classification,
- iv) d'identifier les paramètres structuraux et écologiques des réplicons à inclure dans nos analyses,
- v) et finalement d'étendre nos analyses à des réplicons non bactériens tel que ceux contenus dans les virus ou les archées, selon le planning suivant (Figure 18) :

Figure 18 :Planning des analyses futures par semestre



Légende :

- Court terme (S2,S3)
- Moyen terme (S3,S4)
- long terme (S5)
- plus long terme (S6)

Bibliographie

- [1] D. E. Koshland Jr., “The seven pillars of life”, *Science*, vol. 295, no. 5563, pp. 2215-2216, 2002.
- [2] S. MacLellan, “Second chromosomes and megaplasmids in bacteria”, *Plasmid biology. ASM press, Washington, DC*, pp. 529-544, 2004.
- [3] J. I. Glass et al., “Essential genes of a minimal bacterium”, *Proceedings of the National Academy of Sciences of the United States of America*, vol. 103, no. 2, pp. 425-430, 2006.
- [4] Heuer, H., Abdo, Z. and Smalla, K. (2008), Patchy distribution of flexible genetic elements in bacterial populations mediates robustness to environmental uncertainty. *FEMS Microbiology Ecology*, 65: 361–371. doi: 10.1111/j.1574-6941.2008.00539.x
- [5] A. C. Leonard and J. E. Grimwade, “Regulating DnaA complex assembly: it is time to fill the gaps.”, *Current Opinion in Microbiology*, vol. 13, no. 6, pp. 766-772, 2010.
- [6] M. L. Mott and J. M. Berger, “DNA replication initiation: mechanisms and regulation in bacteria.”, *Nature Reviews Microbiology*, vol. 5, no. 5, pp. 343-54, 2007.
- [7] E. L. Cunningham and J. M. Berger, “Unraveling the early steps of prokaryotic replication”, *Current Opinion in Structural Biology*, vol. 15, no. 1, pp. 68-76, 2005.
- [8] A. Johnson and M. O’Donnell, “Cellular DNA replicases: components and dynamics at the replication fork.”, *Annual Review of Biochemistry*, vol. 74, no. 1, pp. 283-315, 2005.
- [9] L. B. Bloom, “Loading clamps for DNA replication and repair.”, *DNA Repair*, vol. 8, no. 5, pp. 570-578, 2009.
- [10] E. Toro and L. Shapiro, “Bacterial Chromosome Organization and Segregation”, *Cold Spring Harbor perspectives in biology*, vol. 2, no. 2, a000349, 2010.
- [11] M. Thanbichler, “Synchronization of Chromosome Dynamics and Cell Division in Bacteria”, *Cold Spring Harbor perspectives in biology*, vol. 2, no. 1, a000331, 2010.
- [12] Kuzminov A. and Stahl F.W. (2005) Chapter 19. Overview of Homologous Recombination and Repair Machines. In: *The Bacterial Chromosome*. ed: Higgins N.P., Washington, D.C.: ASM Press, 349-367.
- [13] F. X. Barre and D. Sherratt, "*Chromosome Dimer Resolution*", In: "*The bacterial chromosome*", ASM Press, 2005, pp. 513-524.
- [14] M. Brillì et al., “The diversity and evolution of cell cycle regulation in alpha-proteobacteria: a comparative genomic analysis”, *BMC systems biology*, vol. 4, no. 1, p. 52, 2010.
- [15] T. Katayama, S. Ozaki, K. Keyamura, and K. Fujimitsu, “Regulation of the replication cycle: conserved and diverse regulatory systems for DnaA and oriC”, *Nature Reviews Microbiology*, vol. 8, no. 3, pp. 163-70, 2010.
- [16] L. Aussel, F. Barre, M. Aroyo, and A. Stasiak, “FtsK is a DNA motor protein that activates chromosome dimer resolution by switching the catalytic state of the XerC and XerD recombinases”, *Cell*, Volume 108, Number 2, 25 January 2002 , pp. 195-205(11)
- [17] J. Lederberg, “Plasmid (1952-1997)”, Elsevier, *Plasmid*, 1998, 39 (1), pp. 1-9.
- [18] C. Mackenzie, “Multiple chromosomes”, *Microbial Evolution: Gene establishment, survival and exchange*, Miller, Washington, DC, pp. 82-101, 2004.

- [19] P. Sikora, “Macroevolution of plasmids: A model for plasmid speciation*”, *Journal of theoretical biology*, Elsevier, 1992.
- [20] A. Toukdarian, “Plasmid strategies for broad-host-range replication in gram-negative bacteria”, *Plasmid biology. ASM Press, Washington, DC*, pp. 259-270, 2004.
- [21] G. Del Solar, J. C. Alonso, M. Espinosa, and R. Díaz-Orejas, “Broad-host-range plasmid replication: an open question.”, *Molecular Microbiology*, vol. 21, no. 4, pp. 661-666, 1996.
- [22] C. Thomas, “Evolution and population genetics of bacterial plasmids”, *Plasmid biology. ASM press, Washington, DC*, pp. 509-528, 2004.
- [23] I. Kobayashi, “Genetic addiction: a principle of gene symbiosis in a genome”, *Plasmid biology. ASM press, Washington, DC*, pp. 105-144, 2004.
- [24] “Conjugation in gram-positive bacteria”, *Plasmid biology. ASM press, Washington, DC*, pp. 227-258, 2004.
- [25] T. Lawley, “Bacterial conjugation in gram-negative bacteria,”” *Plasmid biology. ASM press, Washington, DC*, pp. 203-226, 2004.
- [26] V. S. Cooper, S. H. Vohr, S. C. Wrocklage, and P. J. Hatcher, “Why Genes Evolve Faster on Secondary Chromosomes in Bacteria”, *PLoS Computational Biology*, vol. 6, no. 4, p. e1000732, 2010.
- [27] R. Fernández-López, M. P. Garcillán-Barcia, C. Revilla, M. Lázaro, L. Vielva, and F. De La Cruz, “Dynamics of the IncW genetic backbone imply general trends in conjugative plasmid evolution.”, *FEMS Microbiology Reviews*, vol. 30, no. 6, pp. 942-966, 2006.
- [28] E. Egan, “MicroReview: Divided genomes: negotiating the cell cycle in prokaryotes with multiple chromosomes”, *Molecular microbiology*, 56: 1129–1138, 2005.
- [29] R. Krüger and S. A. Rakowski, “Participating elements in the replication of iteron containing plasmids”, *Plasmid biology. ASM press, Washington, DC*, pp. 25-46, 2004.
- [30] G. D. Solar, “Replication and control of circular bacterial plasmids”, *Microbiology and Molecular Biology*, pp. 434-464, 1998.
- [31] “DNA site-specific resolution systems”, *Plasmid biology. ASM press, Washington, DC*, pp. 145-180, 2004.
- [32] B. E. Funnell and R. A. Slavcev, “Partition systems of bacterial plasmids”, *Plasmid biology. ASM press, Washington, DC*, pp. 81-104, 2004.
- [33] F. Slater and M. Bailey, “Progress towards understanding the fate of plasmids in bacterial communities”, *FEMS microbiology ecology*, 66: 3–13, 2008.
- [34] E. Moreno, “Genome evolution within the alpha Proteobacteria: why do some bacteria not possess plasmids and others exhibit more than one different chromosome?”, *FEMS Microbiology Reviews*, vol. 22, no. 4, pp. 255-275, 1998.
- [35] J. F. Heidelberg et al., “DNA sequence of both chromosomes of the cholera pathogen *Vibrio cholerae*.”, *Nature*, vol. 406, no. 6795, pp. 477-483, 2000.
- [36] B. C. Kirkup, L. Chang, S. Chang, D. Gevers, and M. F. Polz, “*Vibrio* chromosomes share common history”, *BMC Microbiology*, vol. 10, no. 1, p. 137, 2010.
- [37] A. Bavishi, A. Abhishek, L. Lin, and M. Choudhary, “Complex prokaryotic genome structure: rapid evolution of chromosome II.”, *Genome National Research Council Canada Genome Conseil national de recherches Canada*, vol. 53, no. 9, pp. 675-687, 2010.

- [38] D. Croll and B. A. McDonald, "The Accessory Genome as a Cradle for Adaptive Evolution in Pathogens", *PLoS Pathogens*, vol. 8, no. 4, pp. 8-10, 2012.
- [39] Y. Yamaichi, T. Iida, K. S. Park, K. Yamamoto, and T. Honda, "Physical and genetic map of the genome of *Vibrio parahaemolyticus*: presence of two chromosomes in *Vibrio* species.", *Molecular Microbiology*, vol. 31, no. 5, pp. 1513-1521, 1999.
- [40] M. A. Riley and M. Lizotte-Waniewski, "Population genomics and the bacterial species concept.", *Methods In Molecular Biology Clifton*, vol. 532, no. 16, pp. 367-377, 2009.
- [41] J. G. Lawrence and A. C. Retchless, "The interplay of homologous recombination and horizontal gene transfer in bacterial speciation", *Methods In Molecular Biology Clifton*, vol. 532, no. 3, pp. 29-53, 2009.
- [42] I. M. Kapetanovic, S. Rosenfeld, and G. Izmirlian, "Overview of commonly used bioinformatics methods and their applications.", *Annals Of The New York Academy Of Sciences*, vol. 1020, no. The Applications of Bioinformatics in Cancer Detection, pp. 10-21, 2004.
- [43] R. C. Johnson, L. M. Johnson, J. W. Schmidt, and J. F. Gardner, "Major Nucleoid Proteins in the Structure and Function of the *Escherichia coli* Chromosome", in *The Bacterial Chromosome*, N. P. Higgins, Ed. ASM Press, 2005.
- [44] S. A. Khan, "Plasmid rolling-circle replication: highlights of two decades of research.", *Plasmid*, vol. 53, no. 2, pp. 126-136, 2005.
- [45] W. Loftie-Eaton and D. E. Rawlings, "Diversity, biology and evolution of IncQ-family plasmids", *Plasmid*, vol. 67, no. 1, pp. 15-34, 2011.
- [46] J.-Y. Bouet, K. Nordström, and D. Lane, "Plasmid partition and incompatibility - the focus shifts", *Molecular Microbiology*, vol. 65, no. 6, pp. 1405-1414, 2007.
- [47] G. Ebersbach and K. Gerdes, "Plasmid segregation mechanisms", *Annual Review of Genetics*, vol. 39, no. 1, pp. 453-479, 2005.
- [48] R. Cervantes-Rivera, F. Pedraza-López, G. Pérez-Segura, and M. A. Cevallos, "The replication origin of a repABC plasmid", *BMC Microbiology*, vol. 11, no. 1, p. 158, 2011.
- [49] F. Touzain, M.-A. Petit, S. Schbath, and M. El Karoui, "DNA motifs that sculpt the bacterial chromosome.", *Nature Reviews Microbiology*, vol. 9, no. 1, pp. 15-26, 2011.
- [50] M. P. Garcillán-Barcia, M. V. Francia, and F. De La Cruz, "The diversity of conjugative relaxases and its application in plasmid classification.", *FEMS Microbiology Reviews*, vol. 33, no. 3, pp. 657-687, 2009.
- [51] J. Petersen, "Phylogeny and compatibility: plasmid classification in the genomics era.", *Archives of Microbiology*, vol. 193, no. 5, pp. 313-321, 2011.
- [52] L. B. Jensen, L. Garcia-Migura, A. J. S. Valenzuela, M. Løhr, H. Hasman, and F. M. Aarestrup, "A classification system for plasmids from enterococci and other Gram-positive bacteria.", *Journal of Microbiological Methods*, vol. 80, no. 1, pp. 25-43, 2010.
- [53] D. Moreira and H. Philippe, "Molecular phylogeny: pitfalls and progress", *Journal of Theoretical Biology*, vol. 3, no. 1, pp. 9-16, 2000.
- [54] B. Boussau, E. O. Karlberg, A. C. Frank, B. A. Legault, and S. G. E. Andersson, "Computational inference of scenarios for alpha-proteobacterial genome evolution", *Proceedings of the National Academy of Sciences USA*, vol. 101, no. 26, pp. 9722-9727, 2004.

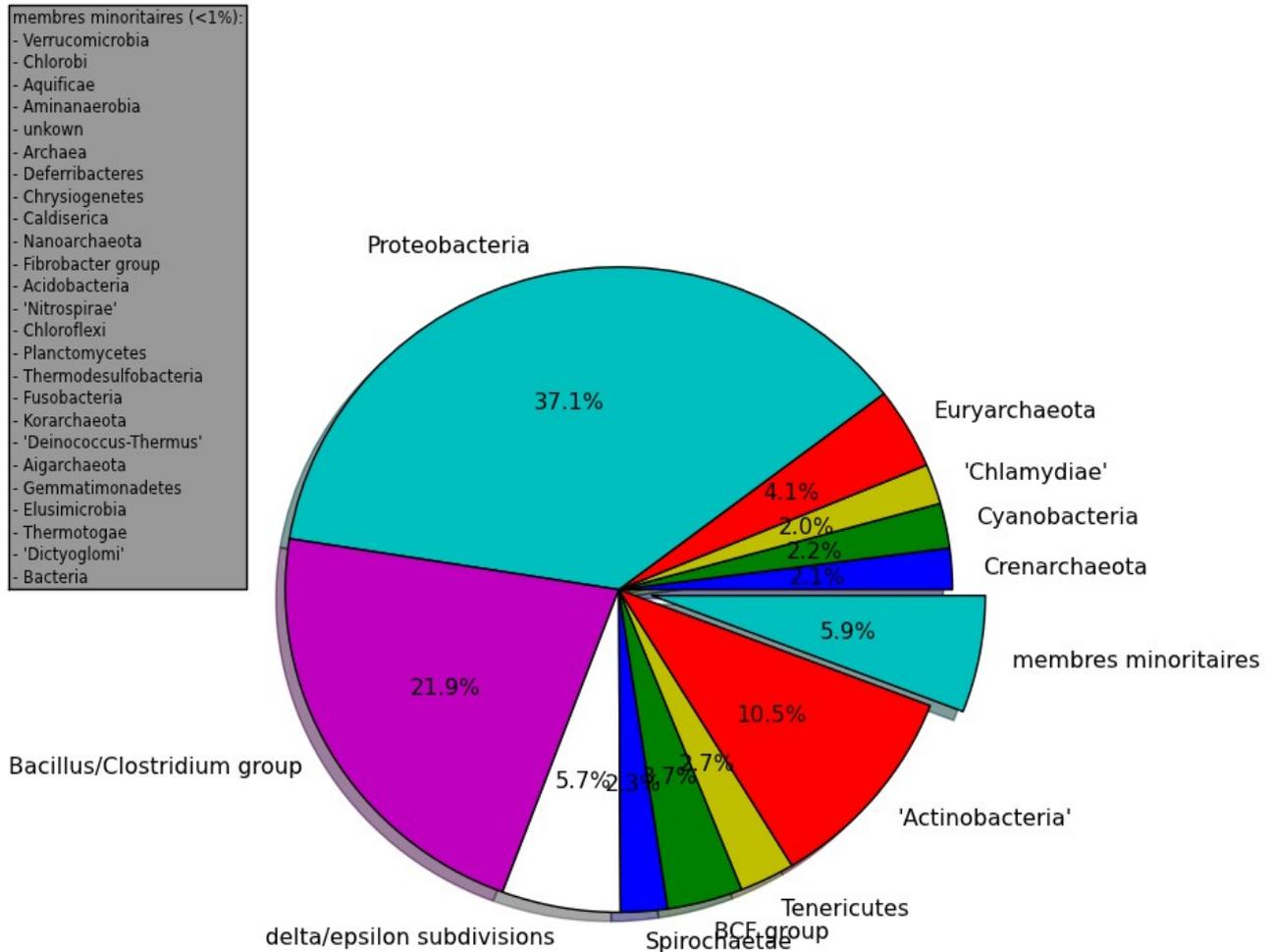
- [55] K. P. Williams, B. W. Sobral, and A. W. Dickerman, "A Robust Species Tree for the Alphaproteobacteria", *Journal Of Bacteriology*, vol. 189, no. 13, pp. 4578-4586, 2007.
- [56] E. Baptiste et al., "Prokaryotic evolution and the tree of life are two different things", *Biology Direct*, vol. 4, no. 1, p. 34, 2009.
- [57] P. Puigbò, Y. I. Wolf, and E. V. Koonin, "The tree and net components of prokaryote evolution.", *Genome biology and evolution*, vol. 2, no. 3, pp. 745-756, 2010.
- [58] E. Bosi, R. Fani, and M. Fondi, "The mosaicism of plasmids revealed by atypical genes detection and analysis", *BMC Genomics*, vol. 12, no. 1, p. 403, 2011.
- [59] R. W. Scotland, "Deep homology: a view from systematics.", *BioEssays news and reviews in molecular cellular and developmental biology*, vol. 32, no. 5, pp. 438-449, 2010.
- [60] M. J. Morgan and S. A. Kelchner, "Inference of molecular homology and sequence alignment by direct optimization.", *Molecular Phylogenetics and Evolution*, vol. 56, no. 1, pp. 305-311, 2010.
- [61] J. P. Gogarten and L. Olendzenski, "Orthologs, paralogs and genome comparisons", *Current Opinion in Genetics & Development*, vol. 9, no. 6, pp. 630 - 636, 1999.
- [62] G. A. Wray and E. Abouheif, "When is homology not homology?", *Current opinion in genetics & development*, vol. 8, no. 6, pp. 675-80, Dec. 1998.
- [63] X. Wu, C. Song, B. Wang, and J. Cheng, "Hidden Markov model used in protein sequence analysis", *Sheng wu yi xue gong cheng xue za zhi Journal of biomedical engineering Shengwu yixue gongchengxue zazhi*, vol. 19, no. 3, pp. 455-458, 2002.
- [64] C. Camacho et al., "BLAST+: architecture and applications", *BMC Bioinformatics*, vol. 10, no. 1, p. 421, 2009.
- [65] I. Korf, M. Yandell, and J. Bedell, "An Essential Guide to the Basic Local Alignment Search Tool: BLAST", *Briefings in Bioinformatics*, vol. 5, no. 1, pp. 93-94, 2004.
- [66] S. Vinga and J. Almeida, "Alignment-free sequence comparison-a review", *Bioinformatics*, vol. 19, no. 4, pp. 513-523, 2003.
- [67] F. Guyon, C. Brochier-Armanet, and A. Guénoche, "Comparison of alignment free string distances for complete genome phylogeny", *Advances in Data Analysis and Classification*, vol. 3, no. 2, pp. 95-108, 2009.
- [68] A. Gattiker, C. Dessimoz, A. Schneider, I. Xenarios, M. Pagni, and J. Rougemont, "The Microbe browser for comparative genomics", *Nucleic Acids Research*, vol. 37, no. Web Server issue, p. W296-W299, 2009.
- [69] A. Alexeyenko, J. Lindberg, Å. Pérez-Bercoff, and E. L. L. Sonnhammer, "Overview and comparison of ortholog databases", *Drug Discovery Today Technologies*, vol. 3, no. 2, pp. 137-143, 2006.
- [70] A. Andreeva et al., "Data growth and its impact on the SCOP database: new developments", *Nucleic Acids Research*, vol. 36, no. Database issue, p. D419-D425, 2008.
- [71] L. Du Plessis, N. Skunca, and C. Dessimoz, "The what, where, how and why of gene ontology--a primer for bioinformaticians", *Briefings in Bioinformatics*, vol. 12, no. 6, pp. 723-735, 2011.
- [72] T. Gene and O. Consortium, "The Gene Ontology: enhancements for 2011", *Nucleic Acids Research*, vol. 40, no. Database issue, pp. D559-64, 2012.

- [73] P. Khatri and S. Draghici, “Gene Ontology Tools Ontological analysis of gene expression data: current tools, limitations, and open problems”, *Bioinformatics*, vol. 21, no. 18, pp. 3587-3595, 2005.
- [74] R. Leplae, G. Lima-Mendez, and A. Toussaint, “ACLAME: A CLAssification of Mobile genetic Elements, update 2010”, *Nucleic Acids Research*, vol. 38, no. Database issue, p. D57-D61, 2010.
- [75] J. J. Gillespie et al., “PATRIC: The Comprehensive Bacterial Bioinformatics Resource with a Focus on Human Pathogenic Species”, *Infection and Immunity*, vol. 79, no. 11, pp. 4286-98, 2011.
- [76] D. R. Maglott, K. S. Katz, H. Sicotte, and K. D. Pruitt, “NCBI’ s LocusLink and RefSeq”, *Online*, vol. 28, no. 1, pp. 126-128, 2000.
- [77] L. Y. Geer et al., “The NCBI BioSystems database”, *Nucleic Acids Research*, vol. 38, no. Database issue, p. D492-D496, 2010.
- [78] D. T. Larose, *Discovering knowledge in data: an introduction to data mining*, vol. 1. Wiley-Interscience, 2005, p. 222.
- [79] A. K. Jain, “Data clustering: 50 years beyond K-means”, *Machine Learning and Knowledge Discovery in Databases*, vol. 31, no. 8, pp. 3-4, 2008.
- [80] S. V. Dongen, “A cluster algorithm for graphs”, *Report Information systems*, vol. Technical, no. 10. Center for Information Workshop, pp. 1-40, 2000.
- [81] D. T. Larose, *Data Mining Methods and Models*, vol. 62, no. 1. Wiley-Interscience, 2006, p. 344.
- [82] D. Da Costa and G. Venturini, “Visualisation interactive de données avec des points d’intérêt”, *the Association Francophone d'Interaction HommeMachine*, pp. 219-222, 2006.
- [83] T. Kohonen, “Self-organized Formation of Topologically Correct Feature Maps”, *Biological Cybernetics*, vol. 43, no. 1, pp. 59-69, 1982.
- [84] P.-hsuen Chen, C.-jen Lin, and B. Sch, “A Tutorial on ν -Support Vector Machines”, *Engineering*, vol. 21, no. 2, pp. 111–136, 2005.
- [85] S. Winters-Hilt and S. Merat, “SVM clustering”, *BMC Bioinformatics*, vol. 8, no. 7, p. S18, 2007.
- [86] L. Hamel, *Knowledge discovery with Support Vector Machine*. John Wiley & Sons, Inc., 2009.
- [87] P. Naim, P.H. Wuillemin, P Leray, O. Pourret, A. Becker, “Réseaux bayésiens”, 2004.
- [88] D. A. Benson, I. Karsch-Mizrachi, D. J. Lipman, J. Ostell, and D. L. Wheeler, “GenBank”, *Nucleic Acids Research*, vol. 36, no. Database issue, p. D25-D30, 2008.
- [89] A. J. Enright, S. Van Dongen, and C. A. Ouzounis, “An efficient algorithm for large-scale detection of protein families”, *Nucleic Acids Research*, vol. 30, no. 7, pp. 1575-1584, 2002.
- [90] C. Frech and N. Chen, “Genome-Wide Comparative Gene Family Classification”, *PLoS ONE*, vol. 5, no. 10, p. 14, 2010.
- [91] “Formalizing Guidelines for Building Meaningful Self-Organizing Maps”, *giscience2010.org*.

Annexe 1

Répartition des réplicons par phylum procaryote

Espèces représentées dans les bases de données NCBI. Nombre total d'espèces : 3880.
 Le groupe "BCF" correspond au super-phylum Bacteroidetes-Cytophagales-Flavobactéries.
 Les taxons non taxonomiquement identifiés sont rassemblés dans le groupe "Bacteria".

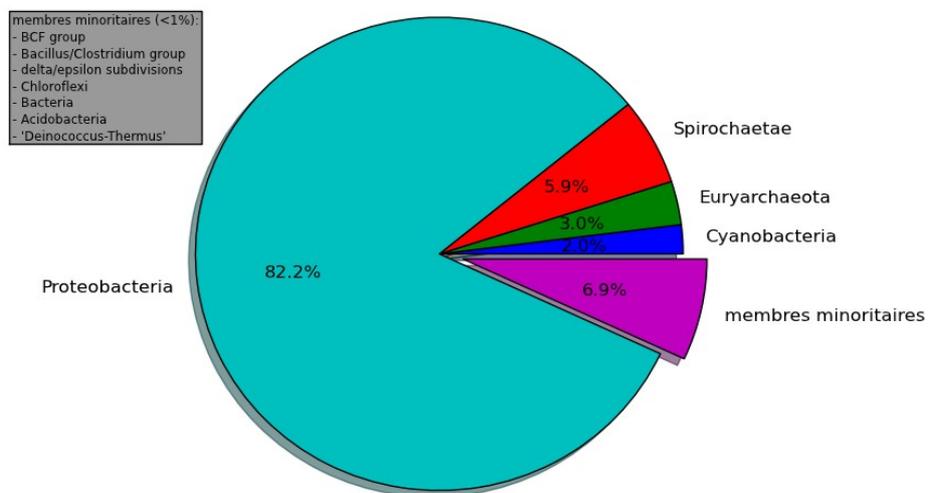


Annexe 2

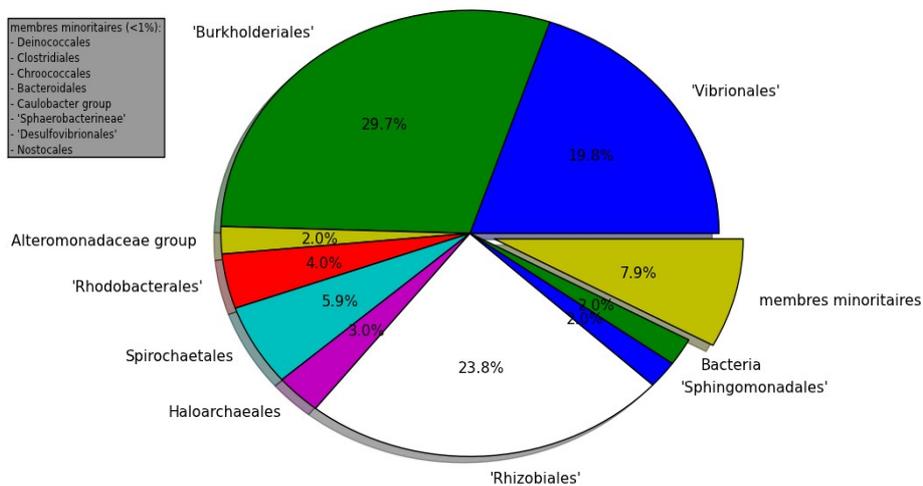
Représentation des lignées bactériennes parmi les chromosomes secondaire

Espèces représentées dans les bases de données NCBI. Nombre total d'espèces : 202
 Le groupe "BCF" correspond au super-phylum Bacteroidetes-Cytophagales-Flavobactéries.
 Les taxons non taxonomiquement identifiés sont rassemblés dans le groupe "Bacteria"

Phylums



Grandes sous-divisions



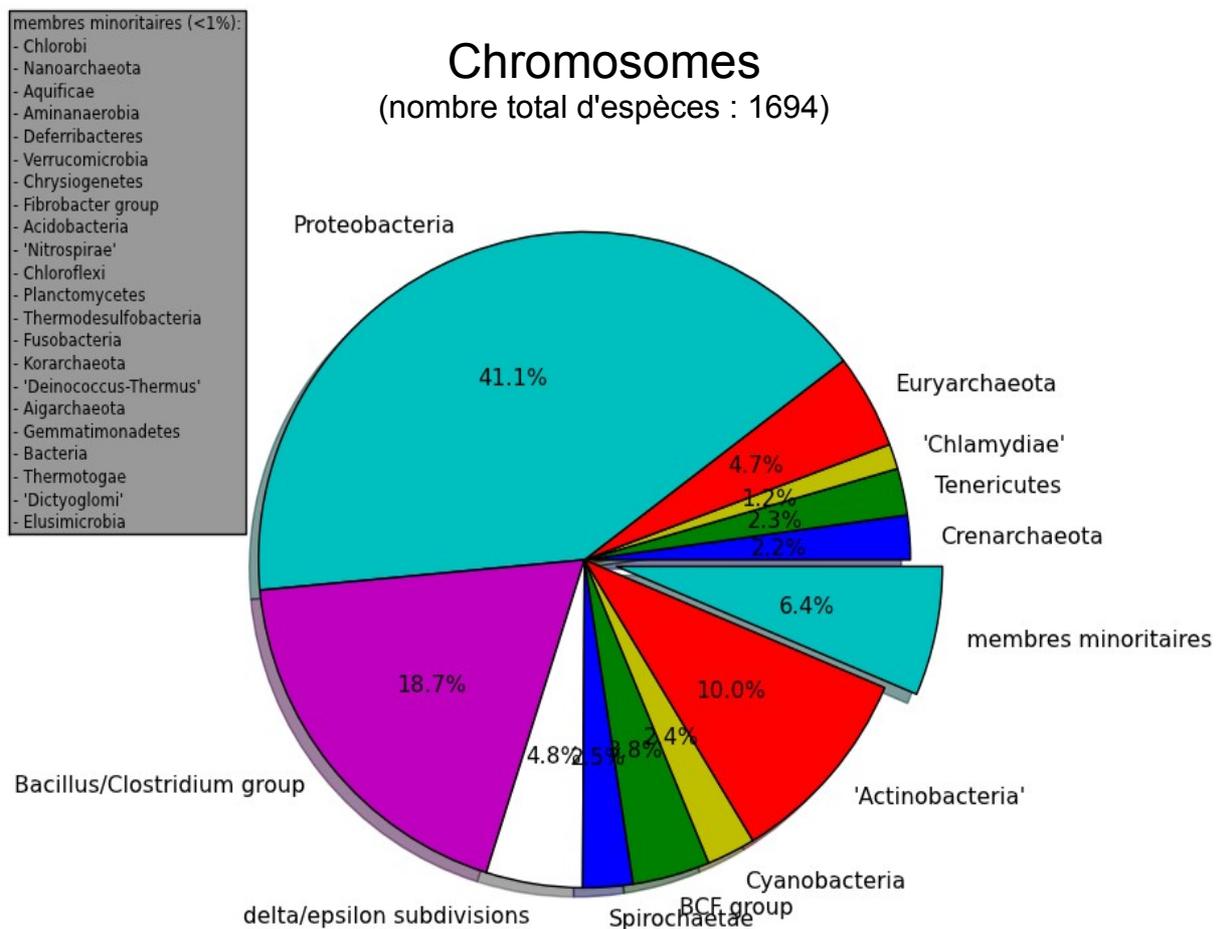
Annexe 3

Représentation des lignées bactériennes parmi les réplicons

Espèces représentées dans les bases de données NCBI.

Le groupe "BCF" correspond au super-phylum Bacteroidetes-Chlamydiales-Flavobactéries.

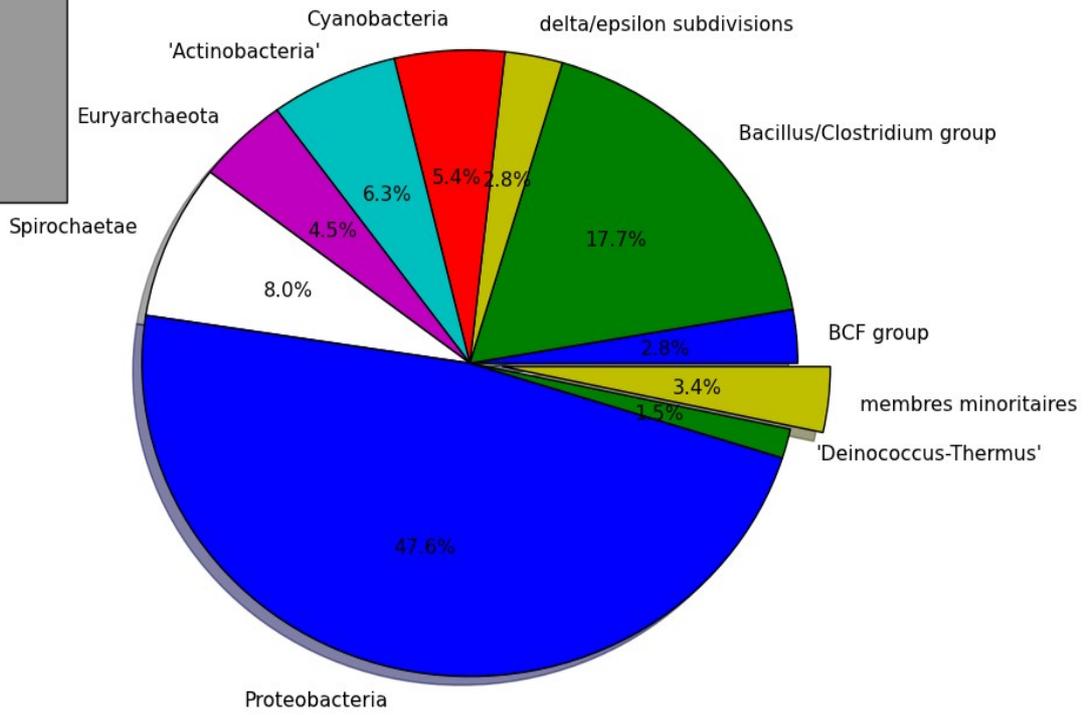
Les taxons non taxonomiquement identifiés sont rassemblés dans le groupe "Bacteria".



Plasmides

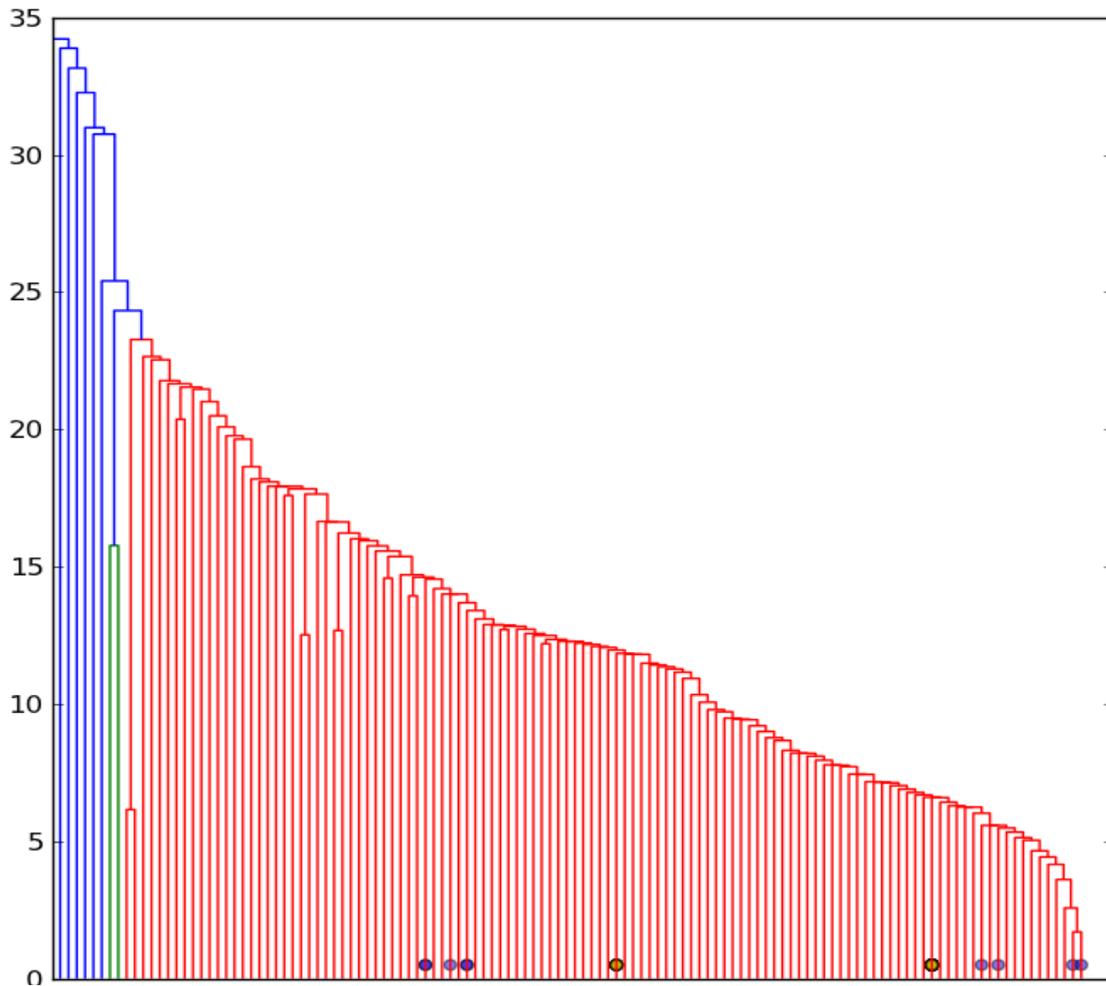
(nombre total d'espèces : 1125)

- membres minoritaires (<1%):
- 'Chlamydiae'
 - Bacteria
 - Chlorobi
 - Aquificae
 - Chloroflexi
 - Planctomycetes
 - Crenarchaeota
 - Thermotogae
 - Deferribacteres
 - Fusobacteria
 - Tenericutes
 - Acidobacteria

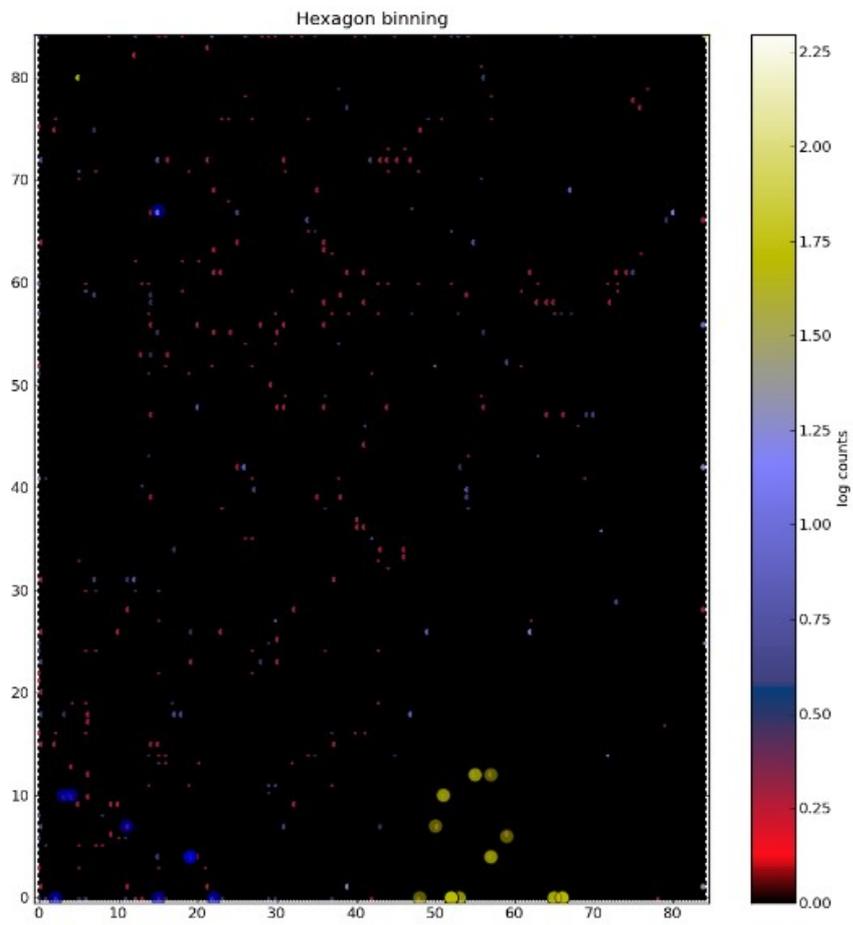


Annexe 4

Résultats des analyses sur les réplicons d'ACLAME



Classification hiérarchique des clusters de réplicons ACLAME. K fixé à 125. Les réplicons ayant pour hôtes des bactéries de la famille des *Agrobacterium* sp. sont représentés en bleue et ceux ayant pour hôte *Borrélia* sp. sont représentés en jaune.



Self Organized Map effectuée à partir des réplicons de ACLAME. De même les réplicons ayant pour hôtes des bactéries de la famille des *Agrobacterium sp.* sont représentés en bleue et ceux ayant pour hôte *Borrélia sp.* sont représentés en jaune.



Rapport d'Avancées

Journées Doctorants 1^{ère} Année

«Recherche d'Alignements dans une Gestion de Maintenance Prédicative: Application
aux Réseaux de Pipelines Pétrole-Gaz»

Par: Karla QUINTERO

Encadré par: M. Eric NIEL (INSA Lyon, France) et

M. José AGUILAR (ULA Mérida, Venezuela)

6 Juillet 2012

Table des Matières

Introduction	3
1. Sujet de Thèse et Contexte d'Application	4
1.1 Sujet de Thèse	4
1.2 Contexte d'Application dans l'Industrie	4
1.3 Position du Sujet dans le Contexte du Laboratoire et de la Communauté.....	5
2. Avancées Obtenues pendant le Premier Année de Thèse	6
2.1 Modélisation Graphique du Système (Travaux Précédents).....	6
2.2 Incorporation des Spécifications des Commandes dans le Terminal Maritime	8
2.3 Optimisation d'Opérations de Maintenance.....	10
2.4 Optimisation d'Opérations de Transfert de Pétrole.....	14
2.4.1 Notions Théoriques des Algèbres Tropicales.....	14
2.4.2 Le Plus Court Chemin – Un exemple de l'application de l'algèbre.....	16
2.4.3 Application aux Réseaux de Transport.....	18
2.4.4 Proposition en Cours d'Elaboration	21
3. Perspectives and Travaux Futurs.....	21
Références.....	23

Résumé

L'objectif général de la thèse est l'optimisation de la gestion d'un réseau de pipelines. Spécifiquement, la capacité opérative, la disponibilité et l'ordonnancement des opérations de transfert et de maintenance sont à optimiser.

Les avancées pour ce rapport se centrent plutôt sur l'exploitation des résultats précédents pour la modélisation de certains critères et sur l'exploration de nouvelles techniques pour la modélisation des critères qui n'ont pas encore été abordés pour la problématique. Spécifiquement, l'intégration des critères représente un challenge et des propositions sont explorées pour faire face à l'optimisation de la gestion du réseau.

Les techniques explorées incluent (et au futur elles ne seront pas forcément limitées) à la théorie des graphes, l'approche du Bénéfice-Coût pour l'estimation des intervalles pour l'application d'actions de maintenance et particulièrement un intérêt surgit pour l'étude des algèbres tropicales pour aborder les problèmes d'ordonnancement. Les exigences des clients du réseau dans un terminal maritime sont explorées pour circonscrire les techniques de modélisation à appliquer en termes des exigences du système réel.

Des propositions envisagées pour le cas d'étude basées sur les techniques explorées sont présentées à la fin du rapport.

Introduction

Dans ce rapport, les avancées obtenues par rapport au développement de la thèse sont présentées en supposant un public pas forcément spécialisé sur les techniques de modélisation et optimisation abordées.

Le rapport commence par établir les relations entre ce travail et d'autres études développées dans le même domaine à Ampère.

En sachant que la problématique abordée se centre sur l'optimisation d'opérations de transfert et maintenance de réseaux de pipelines, l'état de l'art pour chacun de ces sujets est présenté. Seules les références les plus pertinentes ont été reportées ici. Il faut remarquer qu'une recherche bibliographique beaucoup plus dense a été entreprise pour générer cette synthèse.

A la fin du rapport des propositions préliminaires pour la modélisation et intégration des critères d'intérêt, les tâches en cours pour détailler ces propositions sont mentionnées et finalement les perspectives sont décrites.

1. Sujet de Thèse et Contexte d'Application

1.1 Sujet de Thèse

La thèse est intitulée: «Recherche d'Alignements dans une Gestion de Maintenance Prédictive: Application aux Réseaux de Pipelines Pétrole-Gaz».

Le sujet aborde l'optimisation d'opérations de transfert de pétrole dans un terminal maritime (dans lequel plusieurs types de pétrole sont transportés) en considérant, en principe, la maximisation de la capacité opérative (ce qui implique la meilleure exploitation de la topologie du réseau¹), la maximisation de la fiabilité lors de la sélection d'alignements, l'optimisation d'activités de maintenance préventive et la minimisation de pénalités dues à des livraisons tardives.

En principe le but a été de poursuivre les travaux de (Quintero & Niel, 2010) (dont se découle la publication (Quintero, Niel, & Rojas, 2011)) dans lesquels la capacité opérative a été maximisée et les risques de défaillance des vannes minimisés avec une approche de flux maximum et coût minimum dans un graphe de flux. Lors de ce travail un ensemble d'alignements a été obtenu, dans lequel on trouve tous les alignements candidats, entre les réservoirs et les bras de chargement, maximisant la capacité opérative et minimisant les risques de défaillance (limités aux taux constants).

Ici, il s'agit de résoudre un problème plus complexe, et plus proche de la réalité, où les commandes dans le terminal maritime ont des spécifications données (comme le type de pétrole et quantité, parmi d'autres) et qui doivent être respectées lors de la sélection d'un alignement pour une opération spécifique en sachant que les dispositifs dans le réseau doivent être mis en maintenance et au même temps l'impact des indisponibilités doivent être considérées.

1.2 Contexte d'Application dans l'Industrie

Les résultats qui seront obtenus sont destinés à être exploités dans le cadre d'un logiciel d'assistance aux opérateurs de supervision d'une telle manière que le système puisse donner des suggestions aux opérateurs sur les alignements à utiliser pour certains opérations de transfert et des suggestions sur les activités de maintenance à appliquer sur les dispositifs. Il est alors considéré que c'est l'opérateur de supervision qui décide si ces suggestions seront appliquées au procédé dans un moment donné.

¹ Le concept de "Capacité Opérative" a été défini dans (Rojas, Boutleux, & Niel, 2011) en bref comme la quantité d'alignements indépendants simultanés qui puissent être établis dans un moment donné dans le réseau.

Cette application industrielle découle des besoins des opérateurs de supervision de compter sur des informations fiables sur la condition et disponibilité du réseau afin de pouvoir prendre des décisions pour gérer les opérations de transfert de manière optimale. La diversité des critères (et les interdépendances entre ceux-ci) pour la prise des décisions pose un problème pour les opérateurs et alors une approche de gestion basée uniquement sur l'expérience et l'intuition de l'opérateur ne paraît pas optimal.

1.3 Position du Sujet dans le Contexte du Laboratoire et de la Communauté

La thèse est développée dans le cadre d'une cotutelle entre l'INSA de Lyon et la Universidad de Los Andes (ULA) au Venezuela. Respectivement, les laboratoires concernés sont le Laboratoire Ampère et le CEMISID (Centre d'Etudes en Microélectronique et Systèmes Distribués).

La thèse est dirigée par M. Eric NIEL à l'INSA et M. José AGUILAR à l'ULA. Elle se déroule dans le cadre d'une convention CIFRE avec THALES Communications & Security du côté industriel.

Le sujet est une continuation de 2 travaux développés au sein du Laboratoire Ampère: la thèse doctorale de M. Jorge ROJAS (Rojas, Boutleux, & Niel, 2011) et mes travaux de master (Quintero & Niel, 2010); ces deux travaux ayant conduit à des publications présentées dans ce rapport. Dans le premier cas, la maximisation de la capacité opérative a été définie et des algorithmes développés, dans le deuxième cas la maximisation de la capacité opérative avec minimisation des risques de défaillance sur les composants de type vanne a été abordée.

Dans le cadre de la communauté scientifique, ce travail de thèse est relatif à la théorie classique d'optimisation multicritère. De manière générale, les domaines d'optimisation stochastique, ordonnancement d'opérations et de gestion de maintenance préventive peuvent être abordés en discutant des impacts en modélisation et appréciation des contraintes sur le fonctionnement du système physique.

Dans le cadre de la formulation du problème, la difficulté réside sur la structuration des informations réelles liées à l'élaboration d'un modèle réaliste d'un terminal maritime et sa faculté d'intégrer les différents critères d'optimisation. Ces informations seront issues des partenaires industriels de ce sujet de thèse CIFRE.

Aussi au niveau de la communauté industrielle, des visites aux terminaux maritimes sont prévues pour enrichir le modèle mathématique et définir les caractéristiques de l'application à développer. Plus spécifiquement, la première visite devrait être pilotée THALES durant les mois de Juillet ou Août 2012 au terminal maritime de Fos-sur-Mer en France. Actuellement, THALES développe des systèmes de supervision dans le cadre de la plateforme SPSE (Société de Pipeline Sud-Européen) et aucun module d'optimisation n'a pas encore été développé. Il est prévu pour

cette thèse le développement de la méthodologie pour l'optimisation d'opérations de transport de ce type de système, la manipulation de l'outil pour le développement d'applications de supervision créé par THALES (SCADAsoft) et l'implémentation de la méthodologie proposée avec cet outil.

2. Avancées Obtenues pendant le Premier Année de Thèse

Pour synthétiser les avancées obtenues jusqu'au présent, on reprend dans un premier temps les hypothèses émises pour la modélisation dans les travaux précédents. Dans un deuxième temps on considère l'évolution de la complexité de la modélisation du système par rapport à un contexte plus réel de la gestion des terminaux maritimes au travers des outils de supervision. Suite à cette étape de modélisation, la problématique de l'optimisation multicritère a été étudiée ici au travers des algèbres tropicales, parmi d'autres approches. Les principales avancées de l'année 1 de thèse concernent ainsi, la modélisation discrète par graphe de flux et certaines techniques pouvant être appropriées à l'optimisation.

2.1 Modélisation Graphique du Système (Travaux Précédents)

Dans cette section on décrit brièvement le modèle graphique de base (une version détaillée peut être trouvée dans (Quintero, Niel, & Rojas, 2011)) suivi de l'incorporation des informations du système physique est présentée.

Modèle de Base : Graphe de Flux

La Figure 1a montre un exemple trivial illustrant le système physique modélisé en termes des vannes et de «segments» à travers d'un graphe orienté sur la Figure 1b d'après (Rojas, Boutleux, & Niel, 2011). Ce système est alors transformé sous la forme d'un graphe de flux pour déterminer sa capacité opérative maximum (ensemble d'alignements indépendants simultanés possibles pour des opérations de transfert) à travers de l'algorithme de Ford Fulkerson (Rojas, Boutleux, & Niel, 2011). Dans les travaux de (Quintero, Niel, & Rojas, 2011), au premier l'ensemble d'alignements optimum maximisant la capacité opérative et minimisant les risques de défaillances (taux constants) sur les vannes a été proposé. Ceci est obtenu en considérant les défaillances des vannes comme des phénomènes indépendants suivant des lois de probabilités exponentielles et définissant la probabilité de bon fonctionnement d'un alignement comme le produit des probabilités de bon fonctionnement à l'ouverture des vannes composant l'alignement désiré, multiplié par le produit des probabilités de bon fonctionnement à la fermeture des vannes adjacentes (pour assurer l'isolement d'alignements et éviter alors la mélange de différents types

de pétrole). Les résultats obtenus pour cet exemple par rapport aux travaux de (Rojas, Boutleux, & Niel, 2011) et (Quintero, Niel, & Rojas, 2011) sont présentés dans les Figure 2 a) et b), respectivement. Premièrement, l'ensemble d'alignements maximisant la capacité opérative est trouvé (indiqué en vert) et ensuite l'ensemble d'alignements maximisant la capacité opérative et minimisant les risques de défaillance sur les vannes est obtenu (indiqué aussi en vert dans la deuxième figure).

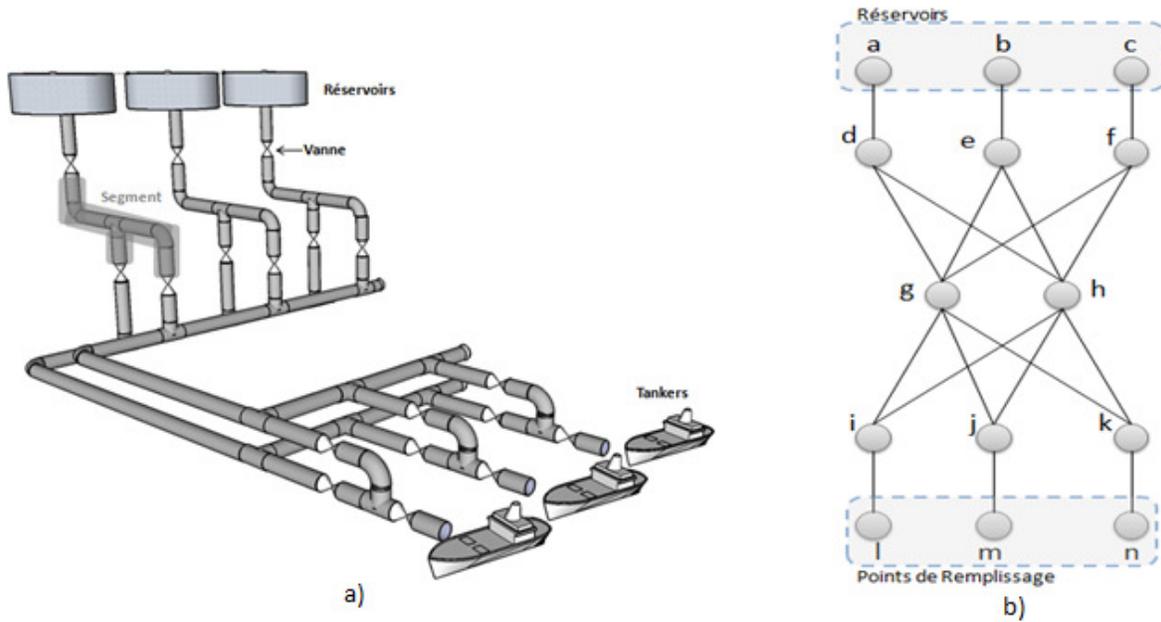


Figure 1. Représentation en Graphe non Orienté du Système Physique – Exemple

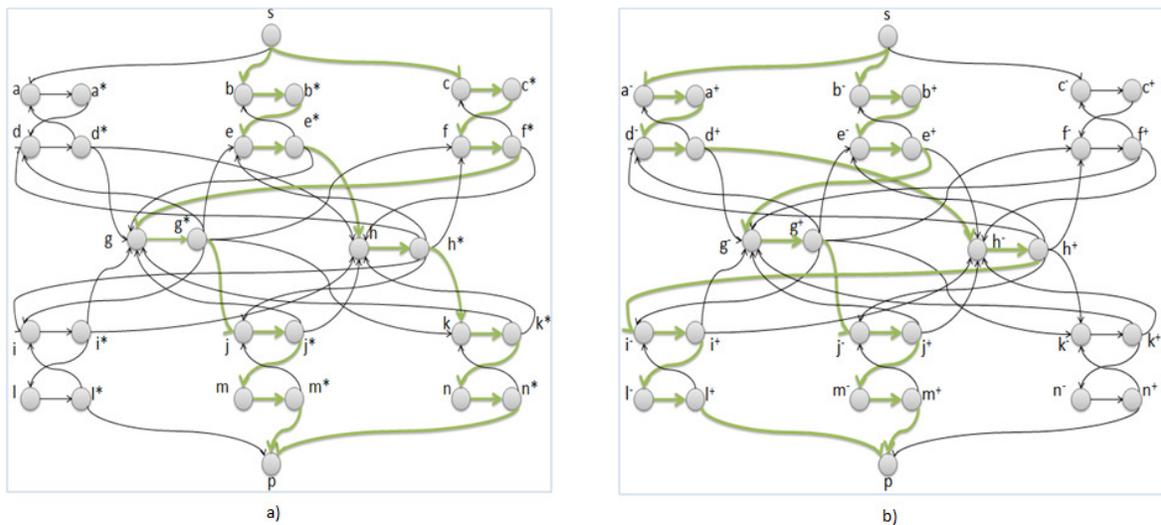


Figure 2. Résultats de (Rojas, Boutleux, & Niel, 2011) et (Quintero, Niel, & Rojas, 2011), figures a) et b) respectivement

Modélisation des Incertitudes dans la Théorie des Graphes

Dans (Quintero, Niel, & Rojas, 2011), les taux de défaillance des vannes ont été supposés constants. Ici, pour optimiser la prise de décisions, la fiabilité des dispositifs est considérée dynamique et des approches pour la représentation de ces informations sont en train d'être explorées. Plus spécifiquement, comme techniques de modélisation, les graphes de flux avec des pondérations stochastiques et les graphes aléatoires ont été étudiés.

Les graphes de flux avec pondérations stochastiques s'ajustent mieux à la problématique abordée. On considère que les poids des arcs dans le graphe contiennent des informations stochastiques liées à la fiabilité dynamique des dispositifs et qu'une fois qu'un dispositif devient indisponible dû à des opérations de maintenance ou de transfert de pétrole, dans le modèle graphique, l'arc correspondant disparaît. Ceci implique que la topologie du réseau évolue par rapport à un processus stochastique.

Aussi, en termes de la modélisation mathématique des aspects incertains du système, une approche à explorer pourrait être la programmation dynamique stochastique (ou des approches similaires modélisant les incertitudes). Dans ce cas, l'incertitude par rapport à la fiabilité serait définie dans la fonction objectif du problème d'optimisation en termes d'une valeur moyenne. On définira quelles sont les informations disponibles par rapport à la fiabilité dynamique des dispositifs pour déterminer si l'application de cette approche est pertinente ou si par contre les données obtenues d'autres travaux de recherche fournissent des informations suffisamment fiables pour utiliser directement des valeurs sur la fiabilité des dispositifs (en sachant bien qu'en principe le processus de fiabilité sera stochastique) dans l'optimisation de la gestion du réseau.

2.2 Incorporation des Spécifications des Commandes dans le Terminal Maritime

L'étape suivante est d'incorporer les spécifications de chaque commande au contexte d'opérations de transfert. La Figure 3 montre un exemple des spécifications requises pour planifier une opération de transfert prescrit par le client (ces informations théoriques ont été obtenues des travaux de (Rojas, Boutleux, & Niel, 2011) à travers des visites au terminal maritime de Guaraguao au Venezuela.

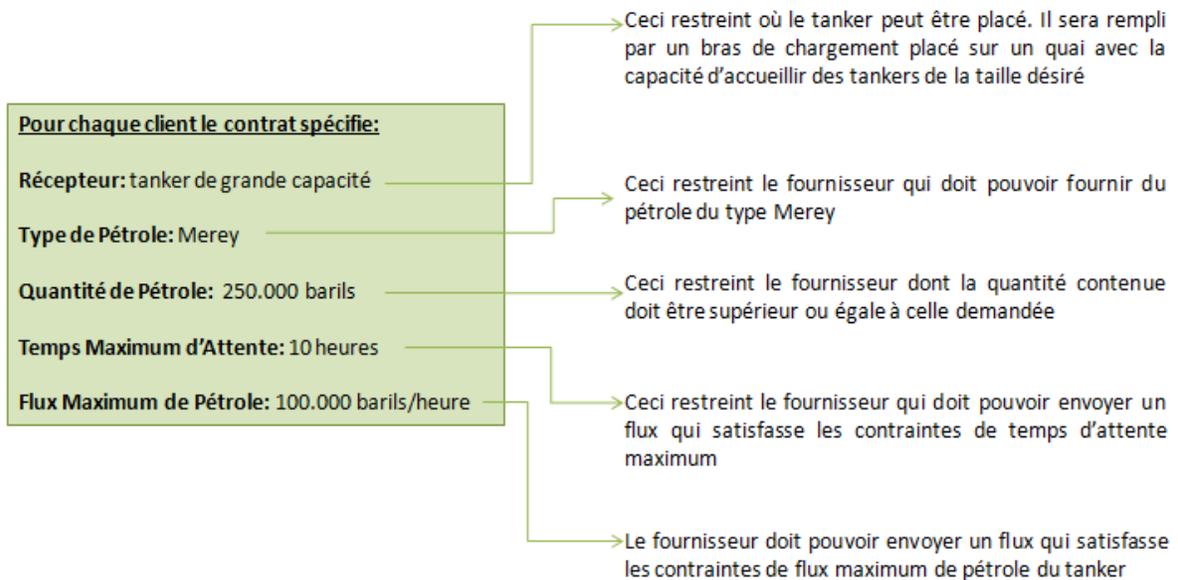


Figure 3. Spécifications de chaque commande dans le système

A partir des ces spécifications (Figure 3), la sélection des alignements est restreinte pour une commande spécifique et l'ensemble des alignements maximisant la capacité opérative et minimisant le risque de défaillances (Quintero, Niel, & Rojas, 2011) obtenu n'est pas forcément un ensemble contenant un alignement candidat pour l'opération de transfert souhaitée.

A ce point-ci, la problématique peut être alors posée comme :

«Pour un horizon de temps spécifique, planifier les opérations de transfert et de maintenance en sélectionnant les alignements dans le réseau tel que les spécifications de chaque commande soient satisfaites au maximum, en essayant toujours de garantir dans le possible la maximisation de la capacité opérative et la minimisation des risques de défaillance».

Ceci conduit à discuter des approches d'ordonnancement d'opérations de transfert et de maintenance (de finalité concurrente). Une recherche bibliographique sur ce sujet se poursuit. La Figure 4 montre l'interdépendance conceptuelle du problème d'optimisation de maintenance et d'opérations de transfert dans le réseau. Dans ce cadre, la fiabilité dynamique des dispositifs joue un rôle primordial et les travaux de (Romano & Niel, 2011) pourraient être exploités pour utiliser un estimé de cette fiabilité.

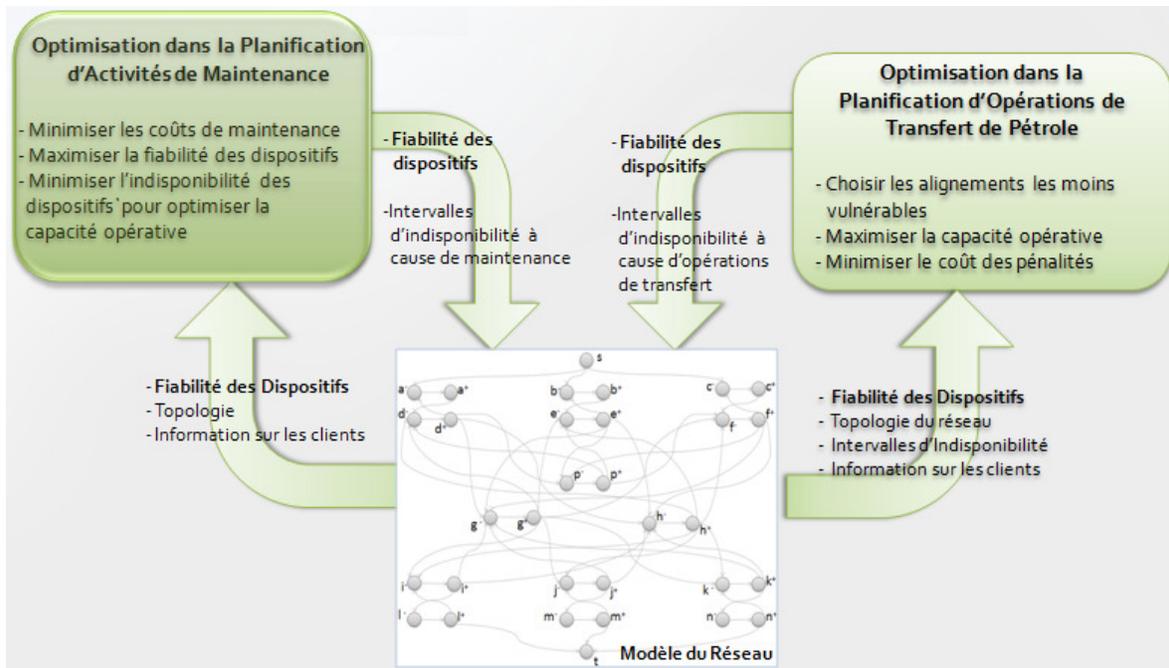


Figure 4. Possible cadre d'Intégration de l'Optimisation de Maintenance dans le Problème sous Etude

2.3 Optimisation d'Opérations de Maintenance

A ce point-ci, la recherche bibliographique sur l'optimisation d'opérations de transfert et d'opérations de maintenance a été menée en parallèle puisque les deux processus affectent directement la gestion du réseau. Un traitement complètement isolé de ces sujets n'est pas justifié et ne donnerait pas une vision générale de la problématique à résoudre pour cette thèse.

On remarque alors que la méthodologie a été de comprendre au niveau théorique quelques approches appliquées dans l'actualité pour la résolution de ces sujets. La difficulté de la problématique consiste à lier optimisation de maintenance et objectif de production (concurrence naturelle). Ce contexte problématique doit également tenir compte des critères de maximisation de la capacité opérative et de la minimisation des risques de défaillance ci avant cités.

Dans cette sous-section on mentionne alors quelques approches recherchées pour le traitement de l'optimisation d'opérations en maintenance, et dans la sous-section suivante on aborde l'optimisation d'opérations de transfert.

Au niveau d'optimisation de maintenance, différentes approches peuvent être appliquées en dépendant des politiques de gestion de l'entreprise et de l'instrumentation et techniques d'analyse disponible pour le suivi de la condition des dispositifs. La classification de la maintenance

a évolué au fil du temps et cette évolution continue par rapport aux nouvelles propositions d'intégration entre les différents niveaux de gestion du procédé. Jusqu'à ce moment, une classification simple et assez connue de la gestion de maintenance est donnée dans (Mobley, 2002) et inclut la gestion de maintenance corrective, la préventive et la prédictive. Dans la littérature, parfois il est discuté si la maintenance préventive est une gestion complètement différente à la gestion prédictive. En fait, dans les deux cas il s'agit de prévoir les actions de maintenance par rapport aux informations spécifiques des dispositifs. Dans le cas de la maintenance prédictive ces informations incluent les conditions courantes de la condition des dispositifs lorsque dans la maintenance préventive l'information est le temps d'opération. On pourrait dire, comme le mentionne (Hilbert, 2005), et sans perte de généralité, que la maintenance prédictive est un cas spécial de la maintenance préventive. Une gestion de maintenance prédictive est alors une gestion de maintenance préventive basée sur la condition des dispositifs.

Pour nos objectifs on considère une gestion de maintenance prédictive et ainsi, la planification des activités de maintenance serait toujours liée à la situation fonctionnelle courante des dispositifs. Néanmoins, pour l'application de ce type de maintenance il faut que le procédé physique compte avec les moyens financiers pour l'instrumentation et l'application des techniques de monitoring ainsi que les moyens pour l'analyse des données obtenues. En tous cas, pour les objectifs de la thèse, la gestion de maintenance sera développée en considérant comme *connue* la fiabilité courante (fiabilité dite dynamique) des dispositifs et pour valider nos propositions, l'usage de données de terrain ou de Benchmark – BDD OREDA (voir travaux de (Romano & Niel, 2011)).

Dans la littérature, on retrouve des approches similaires dans les systèmes de distribution d'énergie électrique. Des travaux de cette nature ont été révisés avec le but d'établir possibles analogies avec la problématique abordée; une référence est (Hilbert, 2005) qui propose de manipuler des indices de fiabilité définis statistiquement selon la qualité du service des systèmes de distribution d'énergie électrique. Ces indices de fiabilité sont toujours calculés à partir d'historiques et ils reflètent par exemple: la fréquence moyenne d'interruption du service dans le système (indice SAIFI), la durée moyenne des interruptions dans le système (indice SAIDI), parmi d'autres. On est arrivé à conclure qu'une approche statistique de cette sorte n'est la meilleure pour le problème étudié et la notion d'indice de fiabilité qui sera abordée est celle liée à la probabilité de bon fonctionnement de chaque dispositif en la calculant par simulation comme susmentionné.

D'autres approches incluent la priorisation d'activités de maintenance, (Moore & Starr, 2006), où l'objectif n'est pas de trouver directement l'intervalle de temps optimum pour la mise en maintenance de chaque dispositif mais de prioriser les activités de maintenance par rapport à la criticité des dispositifs. Cette approche part de la maintenance basée sur la condition des dispositifs et utilise la stratégie de Criticité Basé sur le Coût (en anglais: *Cost Based Criticality - CBC*). La difficulté pour l'application de cette approche réside sur le fait que le CBC est calculé par un coût total pondéré par la probabilité de défaillance du dispositif. Ce coût total n'est pas forcément facile à caractériser puisqu'il dépend des facteurs de l'environnement et quantification

de la perte de qualité, parmi d'autres. En outre, cette approche vise juste à prioriser opérations de maintenance lors de l'apparition d'alarmes par rapport aux dispositifs; alors une stratégie de maintenance planifiée formellement (en termes d'intervalles pour des interventions) n'est pas explicite.

Les approches probabilistes (pas statistiques) visent à donner une idée plus claire de l'optimisation des activités de maintenance.

Dans (Devarun & Sandip, 2009), l'objectif est de proposer une technique d'optimisation pour maximiser la fiabilité en se basant sur la raison bénéfice-coût **BCR** (en anglais: *Benefit-to-Cost Ratio*). Cette valeur est le bénéfice potentiel (qui peut découler d'un plan de maintenance optimisé) par rapport au coût encouru avec l'implémentation de ce plan. Ce travail semble prometteur par rapport aux objectifs de cette thèse puisque le but est d'optimiser le plan de maintenance par rapport à la fiabilité du système et par rapport aux coûts associés. Cette approche se base sur le calcul du coût total de maintenance et du bénéfice de l'application des tâches de maintenance d'un dispositif pendant toute sa vie utile. Brièvement, la raison bénéfice-coût est décrite par l'équation (1) où le bénéfice (numérateur) est le produit du coût C_{inc} qu'on a évité en appliquant la stratégie de maintenance (comme des pertes financières évitées) et la variation moyenne de la fiabilité pendant toute la vie utile du dispositif $\overline{\Delta R_m}(T)$. Ainsi, lorsque la fiabilité moyenne augmente à cause de l'application de la stratégie de maintenance, le bénéfice augmente (ceci est le cas si le coût évité C_{inc} augmente aussi). Le coût encouru pour l'application de la stratégie de maintenance est représenté dans le dénominateur et se compose d'un coût de maintenance préventive et d'un coût de réparation ou remplacement imprévu. Chacun de ces coûts partiels est pondéré par une probabilité (exprimé en termes de la fiabilité) et le coût total est calculé pour N activités de maintenance supposées d'être effectuées pendant toute la vie utile du système. Ceci est justifié par l'application d'une stratégie de maintenance préventive dans laquelle le temps de service divisé par l'intervalle de temps désiré pour la mise en maintenance donne le nombre d'opérations de maintenance à appliquer pour un dispositif spécifique. Il est supposé qu'après une action de maintenance l'état du dispositif est «comme neuf» (en anglais: *As Good As New = AGAN*).

$$BCR = \frac{c_{inc} \cdot \overline{\Delta R_m}(T)}{\sum_{j=1}^N \left[C_m \frac{R(jT)}{R((j-1)T)} + C_r \left\{ 1 - \frac{R(jT)}{R((j-1)T)} \right\} \right]} \quad (1)$$

La Figure 5 montre le BCR par rapport au temps pour une fonction de fiabilité suivant une distribution de Weibull. Dans cette figure le point maximum pour le BCR se trouve pour environ 5 ans. Ceci veut dire que l'intervalle optimum pour la mise en maintenance de ce dispositif est environ chaque 5 ans. La Figure 6 montre très généralement quel serait le comportement de la fiabilité du dispositif dans ces intervalles de temps. Le nombre d'interventions de maintenance N est calculé pour chaque intervalle T, sachant la vie utile théorique du dispositif avec $N = \frac{T_{ser}}{T}$.

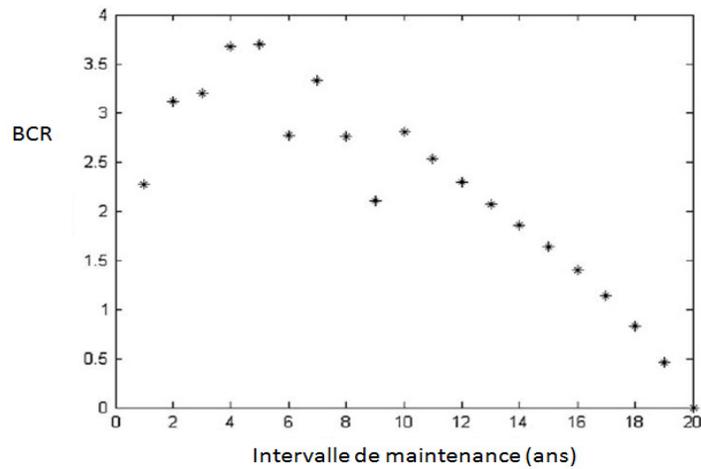


Figure 5. BCR par rapport à l'intervalle de maintenance (exemple)

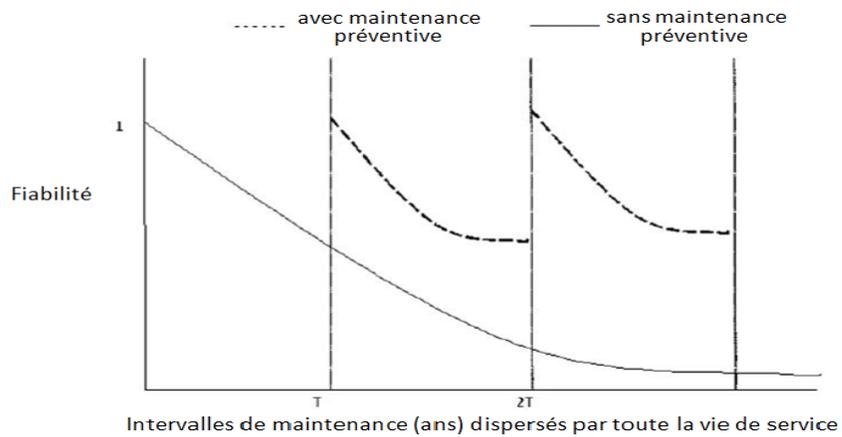


Figure 6. BCR par rapport à l'intervalle de maintenance (exemple)

Avec cette l'intervalle d'application d'opérations de maintenance est déterminée et cette mesure pourrait être considérée comme une référence dans le processus d'intégration des tâches de transfert et de maintenance dans la gestion du réseau; ceci impliquant que cet intervalle pourrait être relaxé si nécessaire pour optimiser la gestion globale du réseau.

Les difficultés ou challenges pour l'application de cette approche incluent: obtenir une correcte estimation des coûts (C_{inc} , C_m , et C_r), et, en outre, il semble plus réaliste de proposer la structure d'une maintenance imparfaite (avec un facteur d'amélioration) dans l'évolution de la fiabilité au lieu de supposer que l'équipement sera restitué à son état «comme neuf». En sachant que la fiabilité de chaque dispositif dans le système sous étude ne change pas seulement par rapport au temps mais aussi par rapport aux conditions d'exploitation, une proposition serait d'appliquer l'approche étudiée avec les données de fiabilité obtenus par simulation et de déterminer l'intervalle idéal de maintenance sous ces conditions. Puis, dans le deuxième intervalle du temps, recalculer l'intervalle optimum de temps pour l'application de la maintenance en connaissant le nouveau

niveau de fiabilité du dispositif et peut être mettant à jour quelques coûts ou en utilisant une pondération par inflation dans l'expression analytique du coût total.

Cette approche est en relation directe avec les objectifs de la thèse et pourra servir d'évaluation des intervalles de référence pour l'application d'activités de maintenance en considérant la fiabilité des dispositifs, le coût d'application de l'action de maintenance, et les coûts évités avec cette intervention. D'autres techniques similaires ont aussi été explorées dans (Moghaddam, 2008) où il est supposé que tous les dispositifs dans le système sont disposés en série.

2.4 Optimisation d'Opérations de Transfert de Pétrole

Dans ce cadre, aussi comme pour l'optimisation d'opérations de maintenance plusieurs approches des différentes natures sont proposées dans la littérature. Particulièrement, à ce point-ci un intérêt a surgit par rapport à la recherche sur l'application des algèbres tropicales au système étudié.

L'intérêt par cette approche tient au fait possible analogie entre le réseau étudié et les réseaux de transport dans lesquels des solutions pour l'ordonnancement basées sur les algèbres tropicales ont été largement appliquées. Ensuite, on décrit très généralement les bases théoriques de cette approche, des applications aux exemples triviaux pour comprendre son comportement et finalement une proposition préliminaire de son application est envisagée pour le problème sous étude.

REMARQUE: Il faut être spécifié que puisque les algèbres tropicales ne sont pas forcément un sujet maîtrisé par tous les intéressés à ce rapport, il a été décidé d'expliquer les bases de cette approche pour pouvoir proposer et justifier finalement des possibles applications au cas d'étude.

2.4.1 Notions Théoriques des Algèbres Tropicales

D'après (Lahaye, 2011), les définitions suivantes expriment la structure algébrique.

Monoïde: Un monoïde (\mathcal{M}, \oplus) est un ensemble \mathcal{M} muni d'une loi de composition interne notée \oplus , associative et possédant un élément neutre noté ε ($\forall m \in \mathcal{M}, m \oplus \varepsilon = \varepsilon \oplus m = m$). Si la loi \oplus est commutative le monoïde est commutatif.

Semi-anneau et Dioïde: Un semi-anneau est un ensemble \mathcal{D} muni de deux lois internes \oplus et \otimes tel que :

- (\mathcal{D}, \oplus) est un monoïde commutatif dont l'élément neutre ε est appelé élément nul.
- (\mathcal{D}, \otimes) est un monoïde. Son élément neutre est appelé unité et est noté e .
- La loi \otimes est distributive à droite et à gauche par rapport à la loi additive \oplus .
- L'élément nul ε est absorbant pour la loi \otimes ($\forall a \in \mathcal{D}, a \otimes \varepsilon = \varepsilon \otimes a = \varepsilon$).

Si la loi additive \oplus est idempotente ($\forall a \in \mathcal{D}, a \oplus a = a$) alors $(\mathcal{D}, \oplus, \otimes)$ est qualifié de *semi-anneau idempotent* ou *dioïde*.

Normalement, le signe multiplicatif \otimes peut être omis sans causer aucune confusion.

Algèbre $(\max, +)$: les dioïdes $\overline{\mathbb{R}}_{\max} = (\mathbb{R} \cup \{-\infty, +\infty\}, \max, +)$ et $\overline{\mathbb{Z}}_{\max} = (\mathbb{Z} \cup \{-\infty, +\infty\}, \max, +)$ sont souvent appelées *algèbre $(\max, +)$* .

Algèbre $(\min, +)$: les dioïdes $\overline{\mathbb{R}}_{\min} = (\mathbb{R} \cup \{-\infty, +\infty\}, \min, +)$ et $\overline{\mathbb{Z}}_{\min} = (\mathbb{Z} \cup \{-\infty, +\infty\}, \min, +)$ sont appelés *algèbre $(\min, +)$* .

Ces algèbres (max-plus et min-plus) sont dénotées dans la littérature comme les algèbres tropicales.

D'après (Lahaye, 2011), en principe, les articles fondateurs de cette théorie se sont centrés sur la classe de systèmes mettant en jeu des phénomènes de synchronisation et décalage, pouvant être modélisés alors par des graphes d'événements temporisés.

Graphes d'Événements Temporisés: Les graphes d'événements sont une sous-classe des réseaux de Petri où chaque place a exactement une transition en amont et une transition en aval, (Baccelli, Cohen, J., & J-P, 2001). Dans cette même référence le temps peut être alors modélisé par l'association de durées aux franchissements des transitions, et/ou par l'association des durées aux séjours des jetons dans les places.

(Baccelli, Cohen, J., & J-P, 2001) présentent explicitement les liens entre l'algèbre $(\max, +)$ et la pratique dans le domaine du transport.

L'illustration retenue est le transport ferroviaire. Il est considéré qu'un train au départ doit attendre certains trains qui arrivent pour permettre la correspondance des passagers. Ce fait reflète directement le phénomène de synchronisation. Alors ensuite un réseau des gares est considéré où les temps de voyage entre les gares sont connus. Les variables d'intérêt sont les dates d'arrivée et de départ, en supposant que les trains partent au plus tôt. La date de départ d'un train est alors liée à la date *maximum* d'arrivée des trains qui conditionnent ce départ. Par conséquent, l'opération **max** est celle qui détermine l'interaction entre les variables. D'ailleurs, la date d'arrivée à une gare est déterminée par la *somme* de la date de départ de la gare précédente

et le temps de voyage, impliquant l'utilisation de l'opérateur d'addition (**plus**). Dans ce cadre, l'exemple ne comporte pas des phénomènes de concurrence puisqu'il est supposé que chaque train a une route fixe.

Le but est alors de se servir de l'algèbre $(max, +)$, aussi noté *max-plus*, pour modéliser systèmes à événements discrets de manière **linéaire** en sachant qu'un modèle linéaire est un ensemble d'équations dans lequel les variables peuvent être additionnées et multipliées par des coefficients qui sont des données dans le modèle.

Dans ce cadre, l'opération *max* est représentée avec l'opérateur d'addition \oplus dans le dioïde, et l'addition est notée avec l'opérateur de multiplication \otimes .

Connaissant déjà le rôle des opérateurs \oplus et \otimes du dioïde (maximisation et addition respectivement), on renforce et justifie ces notions avec un exemple très intuitif présenté dans (Cohen, Gaubert, & Quadrat, 2005). L'exemple part du fait que dans l'algèbre traditionnelle, un principe fondamental est de jamais additionner des objets de différente nature. Néanmoins, dans la pratique ces règles conventionnelles sont parfois transgressées de manière inconsciente. Les auteurs montrent alors qu'un fabricant d'automobiles peut par exemple dire que s'il additionne un moteur, une carrosserie et quatre roues, ceci donne une voiture. Dans ce cadre là, au niveau algébrique, l'expression $1+1+4=1$ a un sens défini et correct. Il s'agit alors en principe d'une synchronisation des ressources pour un but général. Ce travail-là exprime alors que les systèmes à événements discrets ne se laissent pas modéliser facilement avec des outils de l'analyse mathématique et les algèbres *max-plus* et *min-plus* permettent de mettre ces phénomènes de synchronisation en équations linéaires.

Dans les travaux de (Baccelli, Cohen, J., & J-P, 2001), plusieurs exemples sont abordés pour l'application des algèbres *max-plus* et *min-plus*. Parmi ces exemples on trouve l'application de l'algèbre *max-plus* pour l'ordonnancement dans les réseaux de transport, la planification de production (où différentes machines doivent traiter certaines pièces pour éventuellement générer un produit final) et, d'ailleurs, l'algèbre *min-plus* est utilisée pour résoudre le problème des chemins plus courts entre deux nœuds quelconques d'un graphe.

2.4.2 Le Plus Court Chemin - Un exemple de l'application de l'algèbre

Pour préciser quelques notions théoriques de cette approche (visant à établir une relation avec la problématique abordée), on considère premièrement le problème du plus court chemin.

Considérons l'exemple trivial montré dans la Figure 7. La matrice $A = \begin{pmatrix} \varepsilon & 1 & 2 \\ 1 & \varepsilon & 1 \\ 1 & 3 & \varepsilon \end{pmatrix}$ est appelée la matrice d'adjacence où A_{ij} représente la distance pour aller du nœud j au nœud i juste quand un seul arc est considéré ($A_{ij} = \varepsilon = +\infty$ si il n'y a pas de connexion entre j et i).

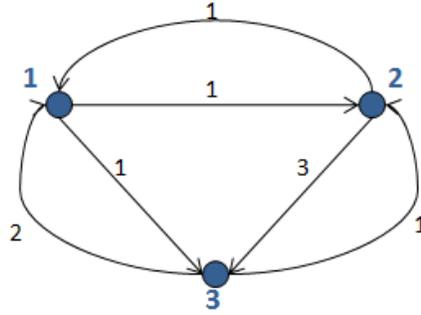


Figure 7. Exemple pour le calcul du plus court chemin

Alors si on considère strictement 2 arcs par exemple pour aller du nœud j au nœud i , ceci serait plus avantageux si et seulement si $A_{ik} + A_{kj} < A_{ij}$. Alors la distance la plus courte pour aller de j jusqu'à i en utilisant exactement deux arcs est: $\min_{k=1, \dots, n} (A_{ik} + A_{kj})$ ce qui peut être exprimé en algèbre *min* – *plus* comme $\oplus_k (A_{ik} \otimes A_{kj})$ en se rappelant que l'opérateur \oplus fait la fonction de *min* dans ce cas.

Alors si on s'intéresse par le chemin le plus court entre j et i en utilisant un **ou** deux nœuds, le calcul est déterminé par: $(A \oplus A^2)_{ij}$, c'est à dire, le minimum entre les deux solutions (avec un arc et avec deux arcs). De façon analogique, si on s'intéresse par le chemin le plus court en utilisant soit un, soit deux **ou** soit trois arcs on obtient: $(A \oplus A^2 \oplus A^3)_{ij}$.

Dans le cadre général alors, le chemin le plus court entre deux nœuds pour n'importe quelle quantité d'arcs, est déterminé par: $(A \oplus A^2 \oplus \dots \oplus A^{n-1})_{ij}$. En supposant que les n nœuds correspondent à n villes reliées entre elles. Un chemin composé par plus de $n - 1$ arcs ne sera jamais optimal parce que forcément on devrait passer au moins deux fois par une ville.

Ainsi, le problème du plus court chemin peut être formulé comme $X_{ij}(k) = \min_{l=1, \dots, n} (A_{il} + X_{lj}(k-1))$, $i, j = 1, \dots, n$.

Ceci équivaut à $x(k) = A \otimes x(k-1)$ sous sa forme matricielle et utilisant les opérateurs de l'algèbre (*min*, +).

Pour l'exemple proposé alors A^2 est calculée ensuite (e.g.: $A_{11} = \min(\varepsilon + \varepsilon, 1 + 1, 2 + 1) = 2$):

$$A^2 = A \otimes A = \begin{pmatrix} \varepsilon & 1 & 2 \\ 1 & \varepsilon & 1 \\ 1 & 3 & \varepsilon \end{pmatrix} \otimes \begin{pmatrix} \varepsilon & 1 & 2 \\ 1 & \varepsilon & 1 \\ 1 & 3 & \varepsilon \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 2 & 5 & 2 \\ 2 & 2 & 3 \\ 4 & 2 & 3 \end{pmatrix}$$

Alors le plus court chemin pour ce graphe (en considérant qu'on ne visite qu'une seule fois une ville) entre deux nœuds quelconques est déterminé par:

$$A \oplus A^2 = \begin{pmatrix} \varepsilon & 1 & 2 \\ 1 & \varepsilon & 1 \\ 1 & 3 & \varepsilon \end{pmatrix} \oplus \begin{pmatrix} 2 & 5 & 2 \\ 2 & 2 & 3 \\ 4 & 2 & 3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 2 & 1 & 2 \\ 1 & 2 & 1 \\ 1 & 2 & 3 \end{pmatrix}$$

Partant du fait de connaître le comportement des opérateurs et les expressions linéaires (aussi appelées *(max, +) – linéaires* dans la littérature) recherchées, dans ce qui suit on se centre sur l'application de l'algèbre à l'ordonnancement des systèmes de transport.

2.4.3 Application aux Réseaux de Transport

Pour aborder le problème d'ordonnancement dans les réseaux de transport, les bases pour la manipulation des variables temporelles dans le système doivent être spécifiées.

D'après (Lahaye, 2011):

- On appelle dateur une fonction $d(k), k \in \mathbb{Z}$, qui désigne la date de la $k + 1$ – ième occurrence de l'événement référencé par la lettre d .
- On appelle compteur une fonction du temps $c(t), t \in \mathbb{Z}$, qui désigne le nombre cumulé d'occurrences de l'événement "c" ayant eu lieu jusqu'à la date t .

Considérant comme point de référence le segment d'un réseau de Petri montré dans la Figure 8, la date à laquelle survient l'événement e pour la k – ième fois (appelée $x_e(k)$) dépendra de la date d'occurrence des événements a et b et des temps de séjour dans les places qui suivent (τ_1 et τ_2 , respectivement). Plus spécifiquement:

$x_e(k) = \max(x_a(k) + \tau_1, x_b(k) + \tau_2)$ ou en notation $(max, +)$:
 $x_e(k) = x_a(k) \otimes \tau_1 \oplus x_b(k) \otimes \tau_2$ qui peut être normalement dénoté dans la littérature comme:
 $x_e(k) = x_a(k) \tau_1 \oplus x_b(k) \tau_2$.

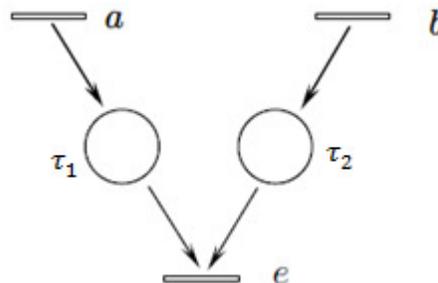


Figure 8. Synchronisation d'Evénements a et b pour générer l'événement e

Ce principe de modélisation mathématique basé sur les dateurs des événements d'intérêt dans le système est alors l'approche utilisée pour aborder le problème d'ordonnancement dans les réseaux de transport.

Dans ce cadre, l'application de l'algèbre sera décrite pour ce type des systèmes en utilisant comme variable d'intérêt les dates de départ et d'arrivée des véhicules, la durée des trajets, et n'importe quelle variable temporelle qui permette de structurer un ordonnancement optimum par rapport au besoins du système.

Dans les travaux de (Lahaye, 2011), l'exploitation d'un réseau de transport se fait dans 2 phases:

- 1) **Planification**: optimisation «hors ligne» qui permet d'obtenir un tableau de marche.

Dans cette phase, premièrement la *qualité de service* doit être définie. Ceci implique spécifier par exemple: les fréquences de passages aux arrêts, la répartition des véhicules entre les lignes. Cette qualité de service est définie sur des horizons assez courts avec une périodicité variable pour s'adapter aux fluctuations des besoins.

Deuxièmement, *une table d'horaires* doit être définie accomplissant avec les aspects de qualité de service définis au préalable.

- 2) **Régulation**: optimisation en ligne qui représente l'ensemble d'actions intervenant durant l'opération du système.

En réaction aux conditions réelles d'exploitation, des manœuvres de régulation sont appliquées: comme ignorer ou prolonger certains arrêts, dérouter des véhicules, transférer des passagers. Ces actions sont généralement décidées par un superviseur du réseau en interaction avec les chauffeurs.

Comme un exemple générique alors ces phases d'exploitation sont appliquées ensuite.

1) *Planification – 1^{ère} phase: établissement de la qualité de service souhaitée*

Hypothèses:

- Les véhicules d'une même ligne ne se dépassent pas
- Les variables associées au système sont les dateurs
- $x_i(k)$: date du $k + 1 - i$ ème départ d'un véhicule depuis l'arrêt i

Phénomènes de décalage et synchronisation :

- a_{ij} : temps de parcours entre 2 arrêts successifs j et i $x_i(k) \geq a_{ij} + x_j(k)$
- Si l'arrêt i est en correspondance avec l'arrêt j $x_i(k) \geq a_{il} + x_l(k)$

- La table d'horaires est modélisée par un vecteur $u(k)$. $u_i(k)$: date de départ prévue pour le $k + 1 - i$ ème véhicule depuis l'arrêt i $x_i(k) \geq u_i(k)$

En supposant que le système fonctionne au plus tôt on obtient l'équation d'état (*max, +*) – *linéaires* standard: $x(k) = A \otimes x(k - 1) \oplus B \otimes u(k)$ où $x(k)$ et $x(k - 1)$ sont des dateurs associés aux arrêts et $u(k)$ les dateurs associés à la table d'horaires.

Représentation de la Qualité de Service Attendue (contraintes sur les variables du système)

- Echéances pour les départs à certains arrêts: $\forall k, x_i(k) \leq \xi_i(k)$. $\xi_i(k)$ = dateur des départs **au plus tard** depuis l'arrêt i
- Intervalle de temps minimum entre deux départs à un même arrêt
 $\forall k, x_i(k + 1) \geq \Delta_i^{min} + x_i(k)$ où Δ_i^{min} = intervalle minimum souhaité à l'arrêt i .

- Fréquence minimum de passage: intervalle minimum entre deux départs :
 $\forall k, x_i(k+1) \leq \Delta_i^{max} + x_i(k)$
- A un arrêt du réseau, un nombre voulu de départs peut être exigée entre des dates données.
 $\forall k \in \mathbb{Z} \text{ tel que } x_i(k) \geq t_i \text{ et } x_i(k+m) \geq t_i + r$
 $m = \text{nombre minimum de départs devant avoir lieu depuis l'arrêt } i \text{ sur l'intervalle de dates } [t_i, t_i + r]$
- Bornage du temps de parcours sur une partie d'une ligne ($\delta_{ji} = \text{temps de parcours maximum souhaitée entre les arrêts } i \text{ et } j$) $\forall k, x_j(k) \leq \delta_{ji} + x_i(k)$
- Bornage du nombre de véhicules sur une partie d'une ligne ($\kappa_{ji} = \text{nombre maximum de véhicules tolérés sur le tronçon commençant par l'arrêt } i \text{ et se terminant par l'arrêt } j$)
 $\forall k, x_j(k + \kappa_{ji}) \leq x_i(k)$

2) Planification – 2^{ème} phase: Synthèse d'une Table d'Horaires

Sur un horizon temporel choisi (dans lequel le trafic et les besoins sont stables) on se donne:

- les temps moyens de parcours et de transit (matrice A)
- une qualité de service désirée (inéquations précédentes)

et on veut synthétiser la table d'horaires du réseau = calculer un dateur $u(k)$ tel que l'état x régi par $x(k) = A \otimes x(k-1) \oplus B \otimes u(k)$ satisfasse les inéquations précédentes.

C'est un problème de commande en boucle ouverte et plus précisément un problème de poursuite de la trajectoire $\xi_i(k)$ tout en satisfaisant les autres inéquations.

Demarche : formuler l'ensemble de contraintes traduisant la qualité de service désirée sous la forme d'une inéquation dans $\mathcal{M}_{in}^{ax}[[\gamma, \delta]]$ sur le vecteur de commande, c'est à dire: $u \preceq f(u)$ où f est l'application traduisant l'ensemble de contraintes considérées. Une méthode itérative permet de calculer la plus grande trajectoire u satisfaisant $u \preceq f(u)$. Cette trajectoire permet de disposer des dates les plus tardives de départs de véhicules tout en satisfaisant la qualité de service.

Cette formulation dans une nouvelle représentation $\mathcal{M}_{in}^{ax}[[\gamma, \delta]]$ est en train d'être étudiée, notamment avec les travaux de (Houssin, Lahaye, & Boimond, 2007).

L'objectif alors dans cette étape est d'évaluer si cette algèbre donne des avantages pour la résolution des problèmes d'ordonnancement d'opérations de transfert et de maintenance. On remarque que l'intérêt d'évaluer cette technique alors surgit de pouvoir traiter le problème avec un modèle linéaire et appliquer la théorie de commande pour dessiner une commande satisfaisant les contraintes spécifiées.

2) Régulation

La régulation se centre sur les adaptations «en ligne» au tableau de marche pour faire face à des écarts entre les conditions supposées pour la détermination du tableau et les conditions courantes dans le système.

Essentiellement, la méthodologie part d'un tableau de marche déjà obtenu et en fonction des dates de départ effectives (mesures des variables d'état x du système) la régulation envisagée consiste à éventuellement retarder certains départs de véhicules. Alors dans l'équation d'état on voudrait remplacer $u(k)_{k \in \mathbb{Z}}$ par une nouvelle commande $u'(k)_{k \in \mathbb{Z}}$ définie dans $\mathcal{M}_{in}^{ax}[\gamma, \delta]$ comme $u' = u \oplus F \otimes X$ où F est une matrice de pondération à déterminer.

Dans le cas des systèmes de transport le but est alors de déterminer une nouvelle commande qui permette de minimiser autant que possible les retards tout en satisfaisant les contraintes.

2.4.4 Proposition en Cours d'Elaboration

Dans le cas d'opérations de transfert l'idée préliminaire pour l'application à la problématique est de fixer comme des objectifs les dates limites auxquelles le service pour chaque client doit se terminer. Ceci se traduit par le fait de ne pas dépasser les limites de temps établis dans les contrats avec les clients et, par conséquent, ne pas encourir des pénalités.

Spécifiquement, en faisant l'analogie avec les systèmes de transport, de la même façon que normalement les véhicules ont une route fixe, les opérations de transfert auraient une route fixe dans le réseau. La proposition alors est de déterminer cette route en se basant tout d'abord sur les critères de maximisation de capacité opérative et minimisation des risques de défaillance. Si un alignement accomplissant avec ces critères et en plus satisfaisant les spécifications du produit requises, alors cette «route» dans le réseau pourrait être fixée pour cette opération de transfert et puis l'intégration avec toutes les autres opérations de transfert dans l'horizon de temps et avec les opérations de maintenance pourrait générer un ordonnancement optimum. Si pour une opération de transfert les spécifications par rapport au produit ne sont pas satisfaites par les alignements «optimaux» (en termes de capacité opérative et risques) alors un autre alignement hors cet ensemble devra être proposé comme route fixe.

Ayant synthétisé un tableau d'horaires, il sera alors abordé le problème de régulation que dans le cas sous étude devra correspondre à minimiser autant que possible les pénalités dues aux retards dans les dates de service des clients.

3. Perspectives and Travaux Futurs

Un point intéressant de cette proposition précédente est le fait de vouloir éviter toujours des pénalités et bien sûre d'assurer toujours la fonctionnalité des dispositifs. On peut soupçonner dans cette étape que pour obtenir une gestion optimale du réseau, quelques critères pourraient

être relaxés de telle manière que le problème à résoudre soit faisable et la politique de gestion implique un coût raisonnable. Ceci pourrait suggérer des approches stochastiques pour traiter certains critères en termes de son espérance et peut être d'inclure la manipulation des contraintes aléatoires (où la satisfaction des certaines contraintes arrive avec une certaine probabilité). Dans ce cadre là, la participation dans l'école d'été à Cadarache centrée sur l'Optimisation Stochastique (organisée par le CEA, INRIA et EDF), dans le mois de Juillet 2012, a été planifiée.

Aussi dans le cadre des pas suivants dans la recherche, la manipulation de l'outil SCADAsoft, développé par Thalès, est prévu avant de commencer le séjour au Venezuela. Le but est de connaître les spécificités de cet outil vis-à-vis du développement d'une application liée aux résultats de la thèse, i.e.: les contraintes, avantages et la méthodologie pour implémenter les possibles résultats dans cette plateforme. Jusqu'au présent, la documentation de l'outil a été révisée et on attend que les démarches administratives pour l'installation de l'outil sur le poste de travail chez Thalès soient finalisées. En outre, entre les mois de Juillet et Août elle est prévue une visite au terminal Maritime de Fos-sur-Mer pour lequel Thalès fourni de solutions de supervision et pour lesquelles l'optimisation d'opérations n'a pas encore été abordée.

Références

- Baccelli, F., Cohen, G., J., O. G., & J-P, Q. (2001). *Synchronization and Linearity. An Algebra for Discrete Event Systems*.
- Cohen, G., Gaubert, S., & Quadrat, J.-P. (2005). L'Algèbre des Sandwichs. *Pour la Science* , 56-63.
- Devarun, G., & Sandip, R. (2009). Maintenance Optimization Using Probabilistic Cost-Benefit Analysis. *Journal of Loss Prevention in the Process Industries* .
- Hilbert, P. (2005). *Component Reliability Importance Indices for Maintenance Optimization of Electrical Networks*. Royal Institute of Technology, Licentiate Thesis, Stockholm, Sweden.
- Houssin, L., Lahaye, S., & Boimond, J.-L. (2007). Just in Time Control of Constrained (max,+)-Linear Systems. *Discrete Event Dynamic Systems* , 17, 159-178.
- Lahaye, S. (2011, Novembre). Contributions à l'Etude des Systèmes à Événements Discrets à Partir des Modèles Définis sur des Semi-Anneaux Idempotents. *Habilitation à Diriger des Recherches. Laboratoire d'Ingénierie des Systèmes Automatisés (LISA)* .
- Mobley, K. (2002). *An Introduction to Predictive Maintenance* (2nd ed.). USA: Butterworth Hainemann.
- Moghaddam, K. (2008). Preventive Maintenance and Replacement Scheduling: Models and Algorithms. *Thèse Doctorale* . UNiversity of Louisville.
- Moore, W., & Starr, A. (2006). An Intelligent Maintenance System for Continuous Cost-Based Prioritization of Maintenance Activities . *Computers in Industry* .
- Quintero, K., & Niel, E. (2010). *Capacité de Réconfiguration*. Lyon, France: Projet Master Recherche GEGP. INSA. Laboratoire Ampère.
- Quintero, K., Niel, E., & Rojas, J. (2011). Optimizing Process Supervision in a Flow Network in Terms of Operative Capacity and Failure Risk. *15th International Congress on Automation, Systems and Instrumentation*. Sao Paulo: Brazil Automation.
- Rojas, J., Boutleux, E., & Niel, E. (2011, Mars). Capacité Opérative des Réseaux de Transfert de Pétrole. *Thèse Doctorale* . Lyon, France: INSA de Lyon. Laboratoire Ampère UMR CNRS 5005.
- Romano, F., & Niel, E. (2011). Générateur d'Indicateur de Fiabilité Dynamique Associée à la Reconfiguration d'un Réseau d'Oléoducs. *Thèse de Master* . Lyon, France: INSA de Lyon. Laboratoire Ampère UMR CNRS 5005.



VOLVO

Dissertation (1st Year Report)

VEHICLE THERMAL MANAGEMENT CONTROL SYSTEMS

Presented at
Institut National des Sciences Appliquées de Lyon

Ecole Doctorale

Electronique, Electrotechnique, Automatique (E.E.A.)

by
Salvador Jose Sermeño Mena (Engineer)
July 2012

Dissertation Directors:

E. Bideaux	Professor (INSA de Lyon)
T. Morgan	Coolant System Responsible (Volvo GTT)

Research Laboratory: Laboratoire AMPERE

Salvador Sermeño
Dissertation (1st Year Report)/ July 2012
Institut National des Sciences Appliquées de Lyon

Vehicle Thermal Management Control Systems

Index

Notice	v
Abstract	v
1. Introduction	1
1.1. Background of the PHD	1
1.2. Cooling System Overview	2
1.2.1. Introduction.....	2
1.2.2. Diesel trucks Operating Environment and Usage	2
1.2.3. Basic Cooling System	3
1.3. Specific Design Rules for Volvo Trucks.....	5
1.3.1. Coolant Temperature Limitations	5
1.3.2. Engine Derating and Protection	5
1.3.3. Oil System Design Rules	5
1.4. Volvo's cooling system components currently electronically controlled.....	6
1.4.1. Sensors	6
1.4.2. Actuators	7
1.4.3. Components Schematic Location	7
1.4.4. Discussion	7
2. PHD Scope.....	1
2.1. Vehicle Thermal Management.....	1
2.2. Bond Graph in modeling	1
2.3. Thermal Management Scope.....	2
3. State of the art.....	4
3.1. Thermal management concepts	4
3.2. Simulations/Modeling.....	6
3.3. Advanced Thermal Management Control	8
3.4. Approach for Hybrids and Electric Vehicles.....	11
3.5. Discussion.....	12
4. Cooling System Modeling	15
4.1. Available Simulation Platforms	15
4.2. Bond Graph approach	17

Vehicle Thermal Management Control Systems

4.2.1.	Conventional Bond graphs and Pseudo Bond Graphs	17
4.2.2.	Bond graph Layout	17
4.3.	Discussion.....	19
5.	Conclusion.....	20
5.1.	Discussion.....	20
5.2.	Future Work	20
A.	Appendix A. Nomenclature.....	22
A.1	Indexes.....	22
A.2	Prefixes	22
A.3	Parameters.....	22
A.4	Mechanics.....	22
A.5	Thermodynamics	23
A.6	List of Acronyms	24
B.	APPENDIX B Volvo’s Current Technology	28
B.1	Sensors.....	28
B.1.1	Temperature Sensors.....	28
B.1.2	Pressure sensors	28
B.1.3	Pressure and Temperature sensors	28
B.1.3.1.	Delta pressure sensors	29
B.1.3.2.	EGR dP sensors	29
B.1.4	Nox and Oxygen sensors.....	29
B.1.5	Mass Flowmeter (Clean air)	29
B.1.6	HVAC sensors	30
B.2	Description of Actuators.....	30
B.2.1	Electromagnetic clutch Pump	30
B.2.2	EMS-controlled viscous fan.....	30
B.2.3	Exhaust Gas Recirculation (EGR) valve	31
B.2.4	SCR Valve.....	32
B.2.5	Oil Thermostat (oil cooler bypass).....	32
B.2.6	PCJ valve.....	32
B.2.7	Cabin Climate	33
B.2.7.1.	HVAC.....	33
B.2.7.2.	Parking Heater	34
B.2.7.3.	Electric Coolant Pump	34
B.2.7.4.	Control devices.....	34
C.	APPENDIX C- BOND GRAPH MODELING	35
C.1	Introduction	35
C.2	Bond Graph Modeling.....	35

Vehicle Thermal Management Control Systems

C.2.1	Model Building	35
C.2.2	System Representations	37
C.3	Concepts	37
C.3.1	Bond graph elements.....	37
C.3.1.1.	Storage elements	38
C.3.1.2.	Resistors	38
C.3.1.3.	Sources	38
C.3.1.4.	Transformers and Gytrators	38
C.3.1.5.	Junctions.....	39
C.3.1.6.	Causality	39
C.3.2	Conventional Bond graphs and Pseudo Bond Graphs	40
C.3.2.1.	Introduction.....	40
C.4	Applied Thermodynamics	41
C.4.3	Introduction	41
C.4.1	Introduction to Open Systems	41
C.4.2	Conventional Bond Graph.....	43
C.4.3	Pseudo Bond Graph	43
C.4.3.1.	Enthalpy as a Function of Temperature and Entropy	43
C.4.3.2.	Enthalpy and Heat	44
C.4.3.3.	Multiport Elements	45
C.5	Bond graph Layout.....	45
C.5.1	Basic Configuration Circuit Word Bond Graph	45
C.5.2	Components.....	46
C.5.2.1.	Connecting pipes	46
C.5.2.2.	Coolant Pump.....	47
C.5.2.3.	Expansion Tank.....	47
C.5.2.4.	Heat generating or dissipating components	48
C.5.2.5.	Hydraulic Retarder	49
C.5.2.6.	Thermostat	50
D.	References.	51
D.1.1	On-line article:.....	58
D.1.2	Patents	58

List of Figures

Fig.1.1. Renault's 9 Lt Diesel Engine with its cooling package	1
Fig.1.2. Cooling System CAD for a Diesel Engine	4
Fig.1.3. Engine's Coolant Flow	5
Fig.1.4. Electrically control components schematic location	7
Fig.2.1. Flowchart of the PhD's Process.	11
Fig.3.1. Engine Front Pump and Fan configuration	13
Fig.3.2. Cooling Package (condenser, radiator, CAC, and fan)	14
Fig.3.3. Generic Control Strategy Block Diagram.	16
Fig.3.4. Hybrid Truck Additional Cooling System	19
Fig.3.5. Truck Cabin and Engine Components	21
Fig.4.1. Word Bond graph of a basic Cooling system	26
Fig.4.2. a) Physical connecting Pipe system, b) BG model of the physical model.....	26
Fig.4.3. Coolant Pump BG model.....	26
Fig.4.4. Heat Exchanger BG type model	27
Fig.B.1. Low temperature sensor	36
Fig.B.2. EGR DP sensor.....	37
Fig.B.3. NOx Sensor	37
Fig.B.4. Electromagnetic clutch construction.....	38
Fig.B.5. Electric viscous clutch fan.....	39
Fig.B.6. EGR working principle.....	39
Fig.B.7. Oil Thermostat.....	40
Fig.B.8. Piston Cooling jet representation.....	41
Fig.B.9. PCJ valve	41
Fig.C.1. Bond graph Principle Schematics	43
Fig.C.2. Bond graph Base representation	44
Fig.C.3. Simple Bond Graph Circuit.....	44
Fig.C.4. Causality representation.....	47
Fig.C.5. Causal paths.....	48
Fig.C.6. Example of a Conventional Bond Graph.....	48
Fig.C.7. R and C mulitport Elements.....	53
Fig.C.8. Word Bond graph of a basic Cooling system	54
Fig.C.9. a) Physical connecting Pipe system, b) BG model of the physical model.....	55
Fig.C.10. Coolant Pump BG model.....	55
Fig.C.11. Expansion Tank Cap design.....	56
Fig.C.12. Heat Exchanger BG type model	57
Fig.C.13. Thermostat	58

List of Tables

Table 1.1. Diesel Trucks Usage and Operating Conditions.....	3
Table 1.2. Example for cooling demand, heavy duty truck	3
Table 4.1. Summarizing table of available Simulation Platforms	24

Vehicle Thermal Management Control Systems

Notice

This Ph.D. research was requested by VOLVO GLOBAL TRUCKS TECHNOLOGY. The contents classified as confidential by the manufacturer are presented but not detailed (applications, controls are not given). Detailed information could be provided following the signature of a confidentiality agreement by the reviewers of this document. An infringement of the agreement will result in prosecutions.

Abstract

The increasing complexity of engine cooling systems results in added interactions and disturbances to the performance. Also, the cost to operate large trucks has risen in the last few years, mainly due to oil prices. Using the full motive force of the engine for propulsion and maximizing fuel economy is a challenge for future designers and companies. Non-propulsion loads (fan, water pump...) draw a significant percentage of the engine's power thus lowering the vehicle's fuel economy. Electrification of such loads offers a way to minimize their effect, but it is not the only answer and in many cases it might be a limited approach. Recent studies have shown that by controlling components the efficiency is improved (adjusting fan speed according to cooling needs, adjusting coolant flow, oil flow).

This work is being performed at Renault Trucks, Saint Priest France and INSA de Lyon, France, with funds issued from a CIFRE scholarship. Access has been granted to the cooling systems of Volvo GTT trucks in order to provide a global view of the system, currently unavailable at the company. Currently, the Volvo group in order to optimize the performance of their truck's cooling systems had installed new thermal management components, a list is provided in the following pages. However, problems were found while testing their control strategies, a better understanding of the interaction between components will prevent this from happening again. The said cooling systems will be later studied using the bond graph approach. Then, built bond graphs will enable us to identify possible interactions.

This document summarizes the work done in the first four month of thesis (started on March 1st). A review of the state of the art is presented, as well as the available simulation platforms and the foundations for the bond graph modeling. Finally, a discussion is proposed concerning the future steps.

Keywords: *Thermal Management Advanced Control, Pseudo Bond Graph, Cooling System, Heavy Duty and Medium Duty Trucks.*

1. Introduction

1.1. Background of the PHD

This research was requested by the Volvo Group. The project is funded by a CIFRE scholarship. Its official name is “Vehicle Thermal Management Control Systems”. The thesis started March 1st 2012. The parties involved are Volvo GTT and INSA de Lyon (Laboratoire Ampere). Volvo GTT will provide access to its current information and work regarding their trucks and projects concerning their cooling system and any device that might influence its performance (components, sensors). INSA de Lyon will provide its expertise regarding bond graph modeling and nonlinear control strategies.



Fig.1.1. Renault's 9 Lt Diesel Engine with its cooling package

Volvo GTT requested a global view of all the system involved in heat transfers (this includes the oil, coolant, air and exhaust gases circuit as well as the cabin comfort). Currently, all the circuits and the control strategies for each device are split in different areas and countries (due to Volvo's worldwide presence). Until recently, no issues had been discovered with this way of working. However, the cooling systems are becoming more complex and issues are emerging.

This document is structured as follows; firstly, a description of the basic cooling system, its design rules and a list of the components currently in use in Volvo GTT trucks, followed by the scope of this research. Then a brief review of the state of the art for: thermal management concepts, simulations of cooling systems and advance control techniques under development. Next the analysis of the simulation platforms that could be used to test new control concepts for said components and an introduction to the bond graph methodology that will be used to analyze the cooling circuits of Volvo GTT trucks. Finally, general conclusions and the description of the following steps will be provided.

The appendixes presented are a list of acronyms (Appendix A), a list of components briefly commented (Appendix B) and the description of the bond graph approach (Appendix C).

Vehicle Thermal Management Control Systems

1.2. Cooling System Overview

1.2.1. Introduction

This section will introduce the technical context of Vehicle Thermal Management. Vehicle Thermal Management covers the engineering field of solutions that maintains the complete vehicle in acceptable operating conditions regarding component and fluid temperatures in an engine. Diesel engines are a prime mobile power source. Their maximum efficiency ratings reach up to 45%; a vast amount of waste energy in the form of heat is created. This heat is partly ejected in the exhausts and partly transmitted to the engine cooling circuit. All the heavy duty trucks studied in this research are equipped with one. The cooling system is responsible for keeping the engine working properly, some of its functions are:

Cooling down and heating up the engine coolant system (Cooling down to control combustion temperatures and keep the engine from overheating or heating the water system up to avoid excessive friction caused by cold engine lubricants)

- ✓ Charge air cooling (keeping the air inlet temperatures into the engine down thus increasing its efficiency)
- ✓ Cabin comfort (heating and cooling of the cabin)
- ✓ Component temperature control (management of the temperature, many different materials with different temperature limits)

From the perspective of heat transfer, this can be divided into three different steps.

- Heat transmission from engine (and its components) to the coolant or vice versa
- Coolant Circuit (responsible of the transports the heat from the engine to the heat exchangers)
- Dissipation of heat from the hot coolant into the ambient air through forced convection

Furthermore it is of course important to have efficient engines. The cooling system plays two roles. In one hand, it is necessary for making fuel efficient engines, as stated earlier. On the other hand it constitutes a loss. Generally its components are engine driven (pump, fan). The fan that drives the airflow consumes lots of power. So to design fuel efficient vehicles, the losses in generated by the cooling system need to be reduced. Other main points for this research are the fact that today's engine thermal management constraints have increased; new engines need to be maintained with increased precision to become more efficient (complex controls). But also there have been many more components added to the vehicle that require cooling (retarder, EGR).

1.2.2. Diesel trucks Operating Environment and Usage

Diesel engines (fig. 1.1.) are a prime mobile power source. They were first used in automobiles in the 1930s. Heavy duty truck engines will often run a million miles between overhauls so an engine cooling system has to be designed to withstand such a pace. Also, diesel trucks are used for different driving conditions and environments; the table presented summarizes the diversity of applications.

Vehicle Thermal Management Control Systems

Parameters		Diversity			
Operating Environment	Transport Cycle	Long Distance	Regional	Local	Stop and Go
	Road Conditions	Smooth	Rough	Very Rough	Cross Country
	Topography	Flat	Predominantly Flat	Hilly	Very Hilly
	Altitude	1500m	2500m	4000m	5500m
	Ambient Temperature (High)	Very Hot (>40°C)	Hot (< 40°C)		
	Ambient Temperature (High)	Very Cold (<-40°C)	Cold (>-40°C)	Down to -25°C	Down to -15°C
Vehicle Utilization	Speed Changes	Low	High	Very High	
	Maneuvering	Low	High		

Table 1.1. Diesel Trucks Usage and Operating Conditions.

Furthermore, for a heavy duty truck, typical numbers of rejected heat is given in the following Table:

Component	Power
Water Cooler	220 kW
Charge Air Cooler	80 kW
HVAC Condenser	8kW

Table 1.2. Example for cooling demand, heavy duty truck

1.2.3. Basic Cooling System

A brief description of the basic components in cooling systems (fig.1.2.) is presented in the following lines.

- Coolant: The coolant liquid consists of 40% anti-freeze (Glycol), and 60% water. A 50-50 mix is used for cold environments. There's approximately 40 l of coolant in the circuit for a MD7. The maximum flow for this vehicle is 309 l/min.
- Coolant Pump: The water pump is a centrifugal pump that has the benefits of transporting large volumes of fluid at low pressure.
- Engine Block jackets: In the engine block the coolant runs in coolant jackets, these jackets are developed to provide equivalent cooling to all components in the engine (fig.1.3.).

Vehicle Thermal Management Control Systems

- **Radiator:** The radiator is a heat exchanger placed in front of the engine exposed to ram air, and transfers heat from the coolant to the air that flows through it. It's part of the "Cooling module". (Radiator, Charge Air Cooler, condenser and fan)
- **Fan:** To further increase the efficiency of the radiator a fan is placed between the radiator and the engine. This helps the radiator to get a sufficient air flow.
- **Oil Cooler:** The oil cooler is mounted on the engine block and the coolant passes through it before entering the engine block.
- **Expansion Tank:** The highest point in the cooling system is the expansion tank. When the temperature of the coolant increases it expands in volume. To enable this expansion, the cooling system is equipped with an expansion tank. It also gives the users the ability to refill the system if the coolant level is too low. Finally, it regulates the pressure in the system to a maximum 0,7 to 1,2 bar (gauge), depending upon the application.
- **Thermostat:** The cooling system is equipped with a thermostat that controls the amount of coolant flow rate to the radiator.

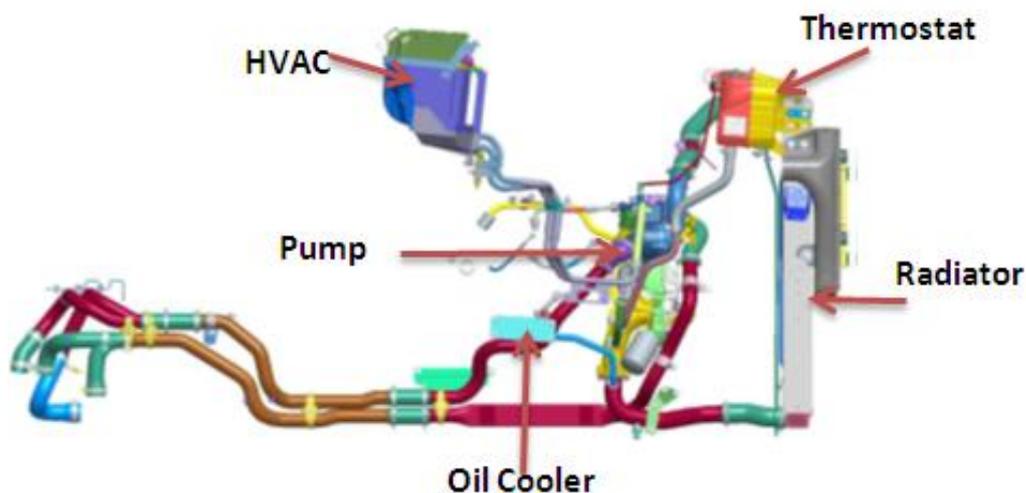


Fig.1.2. Cooling System CAD for a Diesel Engine

Other devices also require cooling; the previously exposed are the one found in a normal configuration.

Finally, rules have already been set by Volvo GTT for the development of a cooling system (mainly regarding the proper operation of the vehicle) and they must be respected. These rules were developed in order to achieve different goals: ensure engine and components protection, improve

Vehicle Thermal Management Control Systems

performance, fuel economy and reduce emissions. They can be related to emissions standards (Euro 5, Euro 6), competitiveness with other manufacturers, brand's renown for durability, quality, etc...

1.3. Specific Design Rules for Volvo Trucks

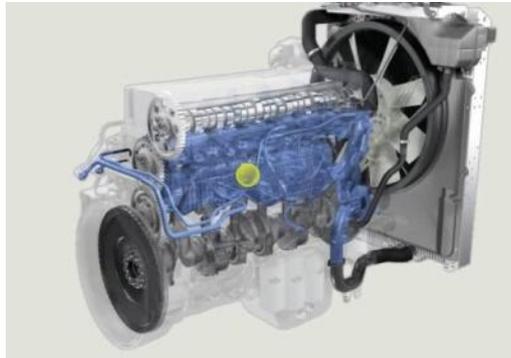


Fig.1.3. Engine's Coolant Flow

1.3.1. Coolant Temperature Limitations

The highest temperature that the coolant can reach at a defined percentage of maximum engine torque is called top tank temperature (TTT). This temperature is measured at the outlet of the cylinder head before the coolant enters the radiator (TE4 sensor). Its name represents that it's coming from the highest part of the radiator. A higher TTT implies that more heat can be removed in the radiator at a fixed air flow (higher temperature difference) but the value must be compliant with the design of the engine and radiator (Materials). A too high temperature could result in hot spots, heat cracks, pump cavitation, sealing issues, and other durability issues. Currently, this is decided for every project and is to be stated in the complete engine design requirement. Two factors are deterministic: Oil allowable temperature (usually no higher than 125°C to keep the oils properties) and engine's components allowable temperatures (seals for example).

1.3.2. Engine Derating and Protection

Extreme running conditions (steep slope, hot weather) might over heat the engine. When some systems have reach its limiting temperature, the power of the engine will be reduced, so the engine's heat production is reduced. This is programmed in the engine software in order to protect it. Critical components which have reached its limiting temperature can cool. One limiting temperature is the coolant temperature (TTT). A too high temperature in the exhaust system can also de-rate the engine.

1.3.3. Oil System Design Rules

The task of the oil circuit is to lubricate and to cool the engine moving parts and accessories (crankshaft, bearing, pistons, turbo compressor...), to limit friction and avoid wear or seizure.

Vehicle Thermal Management Control Systems

1.3.3.1. Oil Temperature limitation

In order to keep oil temperature under 125°C (criteria for oil oxidation & engine wear), the oil is cooled by a water/oil cooler. The aim is to allow the engine to run at higher average oil temperature. This reduces engine friction due to an increase in oil viscosity (which depends on the temperature).

1.3.3.2. Minimize oil flow losses

A second objective is to reduce the oil flow through the oil cooler. The flow suffers a pressure drop in the oil cooler thus increasing the oil pump absorbed power. This reduction of power absorption is translated by fuel economy (the oil pump is a load of the engine).

1.3.3.3. Piston Cooling jets

One of the features of the lubrication system of diesel engine is to cool the pistons by an oil jet. Oil comes from the main gallery of the oil circuit, in which the pressure is regulated (relative pressure) whatever the temperature. Downwards the valve, the oil flows through the piston cooling jet gallery and flows out of the jet in order to cool the piston.

1.4. Volvo's cooling system components currently electronically controlled

Advanced cooling systems are being developed at Volvo GTT and a detailed mapping of components currently used is presented as follows. We will only list components that are electrically controlled. Firstly, sensors commonly installed in Volvo and Renault Trucks are presented. Only sensors with useful information for actuator control are presented. Then for each component or accessory, a brief description is provided. Then we will list the actuators currently used. For more information refer to Annex B.

1.4.1. Sensors

Different kinds of sensors can be found in a Volvo or Renault truck. These sensors transmit signals that are interpreted by the EECU or VECU and can be used as inputs for our control system. The available sensors are:

- ✓ Temperature Sensors
- ✓ Pressure sensors
 - Pressure and Temperature sensors
 - Delta pressure sensors
 - EGR dP sensors
- ✓ NOx and Oxygen sensors
- ✓ Mass Flowmeter (Clean air)
- ✓ HVAC sensors

Vehicle Thermal Management Control Systems

1.4.2. Actuators

Actuator is the name given to devices that are able to move or control a mechanism or system. It is powered by a source of energy, in our case by an electric current (hydraulic energy is also used but is commanded by an electrical signal). The energy is then converted into some kind of motion. The issuer of the electrical signal is the computer calculator. The following actuators can be electrically controlled and are installed in Volvo GTT's trucks:

- ✓ Electromagnetic clutch Pump
- ✓ EMS-controlled viscous fan
- ✓ Exhaust Gas Recirculation (EGR) valve
- ✓ SCR Valve
- ✓ Oil Thermostat (oil cooler bypass)
- ✓ PCI valve
- ✓ Cabin Climate
 - HVAC
 - Parking Heater
 - Electric Coolant Pump
 - Control devices
 - Temperature sensor
 - Pressure Sensor

1.4.3. Components Schematic Location

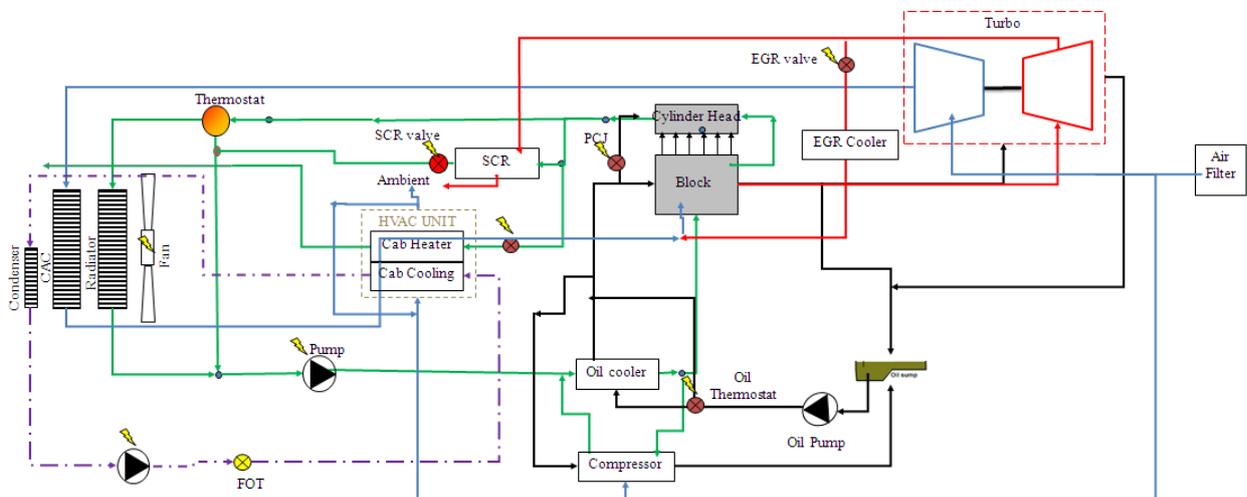


Fig.1.4. Electrically control components schematic location.

1.4.4. Discussion

It needs to be noted that all of the actuators listed aren't available in every truck. Different configurations exist relating to the different brands and utilities. Some components could benefit the trucks feature depending on the applications. For example the fan demands of a heavy duty truck that is normally on highways is different to the city truck demands. Before implementing any new

Vehicle Thermal Management Control Systems

device, an economic study is made in order to determine if the change (usually new components have greater price) could be beneficial to the buyer (for example, improving fuel economy is an important parameter).

The sensor presence and location is crucial to develop a control strategy. Not all configurations have the same sensors; this is due to pricing issues generally. When available, data from sensors can be used to reconstruct parameters such as engine load, speed, etc.

With the gathered information, we can build the cooling system using bond graphs. Some basic principles will be presented on the chapter 4 along with the available simulations.

2. PHD Scope

2.1. Vehicle Thermal Management

Firstly, cooling systems of internal combustion engines were designed to protect the engine from overheating in the worst driving conditions. It still is the main aspect for the sizing of such systems even if those conditions are rarely achieved (5% of the time). However, the complexity of systems that demand cooling has increased (oil cooler, EGR cooler, air management for example). As a result, the cooling system concept is changing.

Recently, researchers have agreed that it shouldn't be conceived just to dissipate the heat produced, but to regulate it for all the different conditions. The "Thermal Management" sector is officially born. "Thermal Management" is the term used to describe new technologies (materials, design tools, components, and controllers) that cooling systems developers apply to regulate the heat caused by the normal operation of an engine, an electronic system, or any other device. And this is becoming an important part of the industry's drive to achieve higher performances. According to a BBC market research article [108], in 2011 the world thermal management market sector was valued at approx. 6.17 billion US\$ (mainly based in Electronics).

Three main focus points can be drawn from the review of literature: development of new components (electric valves, electric pumps...), system simulations and advanced control (implementation of newly developed components). The cooling system is becoming more complex and, in most cases, it results in a modification of the demands made to the cooling system (oil cooler bypass, EGR cooler, air compressor, engine brakes, engine performance ...). When several changes are made, a global view is needed and the complexity of said systems might hide interactions between controlled components that become evident in the final stages of vehicle validation (troubleshooting). The review of the current literature indicates that this hasn't been studied yet, since most papers relate to a specific modification to the system. But future vehicles will be possibly using many different technologies. A need to evaluate overall system performance and coupling has risen, and this is the goal of the work presented in this thesis.

2.2. Bond Graph in modeling

The growing complexity of the cooling systems requires a better understanding of the functions of its components and their interactions to increase its performance and to avoid conflicts. This research was requested upon this latest statement. Modifications done to the current cooling system, to optimize it, produce unwanted behaviors in the overall system (due to component interactions not previously examined). Based on these issues, the bond graph tool seems well adapted to examine the cooling circuit. Actually, the bond graph approach will allow us to present a global view of the system which is currently not available. All of the components will be represented and studied using bond graph elements corresponding to energy dissipation, transformation and storage phenomena (R, C, I, TF, GY). Through its causality analysis we will be able to determine the interactions that could cause unwanted behaviors. New control concepts will be issued once the circuits are evaluated accordingly.

Vehicle Thermal Management Control Systems

As it will be developed in the state of the art, modeling is an important step for developing new concepts for control algorithms. The bond graph remains a tool able to contribute to the modeling, conception, analysis and control due to its properties (causality). Earlier work regarding the thermal bond graph was performed by **Aziz, Siregar, Nazaruddin, and Bindar [9]**, **Brown [12]** and **Gawthrop [39]**. It was also used to solve control problems in systems by **Busson [14]**.

In this review, the definition of vehicle thermal management solutions includes industries facing similar needs (vehicles, army, and aircrafts). For the truck manufacturing industry, limited researches have been found by the author. Most of the studied cases relate rather to the automobile industry.

2.3. Thermal Management Scope

In order to provide solutions, or to prevent issues, a detailed inspection of the system components will be performed. The cooling system will be analyzed for a wide variety of Volvo GTT trucks: medium duty and heavy duty trucks; Volvo and Renault Trucks brands; trucks currently being manufactured (Euro5 and Euro 6 compliant) and future concepts being developed (Advances Engineering projects). The main focus of this analysis is the electrically controlled components installed in the vehicles influencing the thermal management. A list of said actuators will be provided alongside with the sensors placed in Volvo Group trucks.

The Bond Graph approach was chosen to examine the circuits as a whole (coolant, oil, air and exhaust gases). This multi-domain tool will enable us to determine any interactions between subsystems, and could be used to evaluate the performance of some components (oversizing problems could be noted). Bond Graph is known as a simple technique for modeling complex systems. This simplicity is deduced from the main purpose of the graph: the track of the energy flow. Since it was invented by Painter in 1960, researchers have been applying it to different fields (mechanical, electrical, hydraulics). This multidomain applicability is one of the strength of the technique. It also offers a structured view of the system (it can be used to define the systems' dynamics). And it is based on the representation of energy transferring phenomena. The representation can evolve and be as simple (or complex) as the designer desires, thus enabling the conception of the system to a certain precision (the level of precision depending on the goals of the analysis to be performed). As long as the initial bond graph is not simplified, it shows a clear resemblance to the topological structure in the system schematic.

An understanding of the electrically controlled components operating conditions is also required to avoid redundancies in the control loop (some interactions detected by the bond graph might not actually occur). Different driving conditions will be studied and they will be provided by Volvo GTT (driving cycles already in use to test their vehicles' performance including data concerning rpm, engine heat rejection, EGR rate, load, etc.). The scope will be narrowed subsequently to this analysis; trucks without interactions will not be studied further on.

Once the analysis is completed, control concepts will be developed and proposed to optimize the overall system performance. The target of the optimization will depend upon the goal requested (increase fuel efficiency, cabin comfort, engine warm-up, energy management, etc.). Then the proposed concepts will be simulated and tested on engines (test bench or on truck). However, the development of a simulation tool or any model is out of the reach of this thesis, so the simulation

Vehicle Thermal Management Control Systems

software will be chosen amongst available ones (currently in development and/or being used in Volvo GTT). The choice will be based on applicability of the models (co-simulation issues) and the concepts being evaluated (to be confirmed later on).

During the research, internal reports will be issued frequently (every six months) and the results will be shared internally but journal publications and patents developments are expected.

A flowchart describing the process of this 3 year research is presented as follows (fig 2.1.).

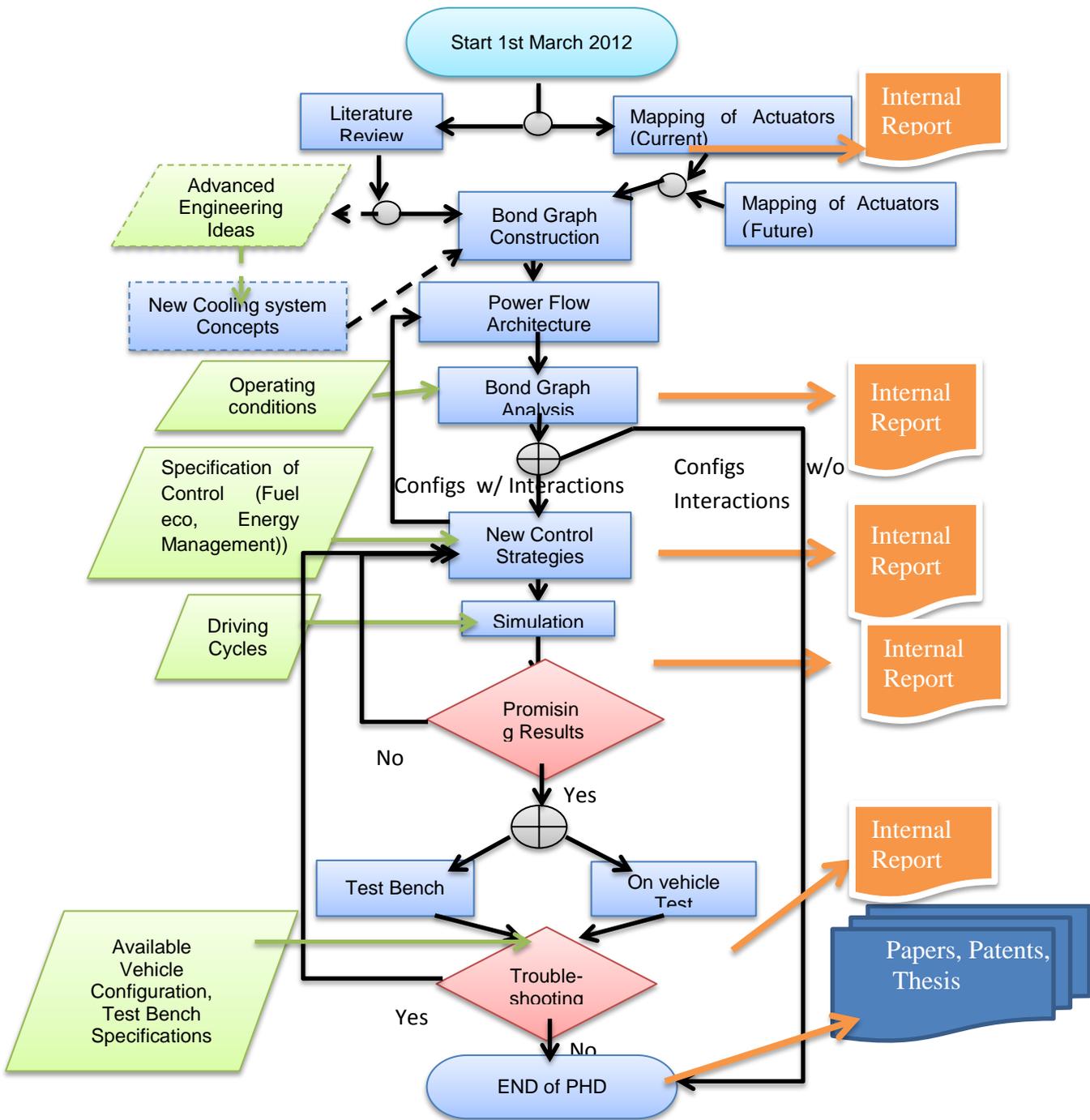


Fig.2.1. Flowchart of the PhD's Process.

3. State of the art

3.1. Thermal management concepts

A detailed list of Thermal Management concepts for heavy vehicles was given and reviewed by **Wambsganss [97]**. He also discussed some thermal management trends (computer control, heat storage...) but no tests were pursued. The work of **Allen and Lasecki[3]** completed this list. Electric valves, electric pumps, control of EGR cooler flow are some of the discussed concepts. The expected benefits of these optimizations are an increase of fuel economy (by decreasing the fan "On-Time" for example), decreasing engine warm-up time, increase oil life (optimized oil temperature) and decrease engine emissions (Optimized Combustion temperatures, fewer parasitic losses).

New concepts for the Thermostatic valve

A main subject of research has been the replacement of components such as the thermostat (wax actuated) and engine driven water pump to electrically actuated ones. **Chastain and Wagner [23]**, **Gubbiotti, de Carvalho and de Andrade [42]** proposed an electric valve design. **Mitchell, Salah, Wagner and Dawson [66]** evaluated thermostat valve applications (bypass system performance). Finally, on what concerns only thermostat research, **Gunter and Nalim [107]** examined electrically heated wax thermostat valves.

Electric Coolant pump and Electric valves

Many more researchers worked on the electric valve concept, but they usually coupled it with a controllable water pump (electric, clutch). A first design can be found in the work of **Wagner, Srinivsan, Marotta, and Dawson [99]**. The devices were controlled using two strategies, a PI control architecture (not using a model) and the other consisted of a model (equations) based control. An electromagnetic water pump clutch prototype was described by **Kraft, Wolf and Faller [56]**; this is a two speed pump that allows the same improvements as **Gubbiotti, de Carvalho and de Andrade [41]**. **Melzer, Hesse, Rocklage and Schmitt [65]** used several electric valves and one electric water pump. Melzer et al. achieved a 4% fuel economy by controlling these components. **Cortona and Onder [30]** presented similar tests and results. Cortona et al., with their system, reduced the energy needed by the system to 16% of the energy needed for the conventional cooling system. **Chanfreau, Gessier, Fark and Geels [22]** determined gains in fuel economy ranging from 2 to 5 % for gasoline engines using their three way valve and a simple control (depending on operating conditions) and a reduction in emissions.

Mechanically driven coolant pump new concepts

Instead of replacing the pump with an electric one, the engine driven pump can be kept provided some improvements. For example, **Fulton, Repple, Atschreiter, Iberer, and Bruckner [36]** developed a prototype for a controllable mechanically driven variable flow pump with integrated valve and bypass functions. The described pump varies the inlet flow to maintain a controllable flow dependent on system temperature.

Vehicle Thermal Management Control Systems

Patents have also been awarded in this domain; **Joyce, Whelan, Gouldson, Bush, and Henderson [113]** claimed a cooling system with a variable speed pump and a valve that regulates the flow to engine components. The patent was developed for Visteon Global Technologies, an American climate solutions company. Joyce et al. used the patented variable speed pump by **Liederman, Vint, Bejster and Piccirilli [114]** for the same company. It consists of an electrically controlled pump driven by the engine's crankshaft. And finally **Schaal [115]** developed a cooling system for an internal combustion engine that provides cooling after the engine has been switched off using a secondary cooling system connected to the engine heating system.

Parasitic Losses reduction

Researchers have also been interested in reducing parasitic losses. These losses are produced by all essential components for the proper running of the engine (camshaft friction losses, camshaft driven accessories, etc. see fig 3.1.) and optimization should be done responsibly. Different ways to deal with this issue have been developed by, for example, making each component more efficient or redesigning the whole system or simply using electrical components (**Hnatzuk, Lasecki, Bishop and Goodell [45]**). Hnatzuk et al. solution carries within a higher demand on electricity, which might not always be available. This is also the case of the research developed by **Redfield, Surampudi, Ray, Montemayor, McKee, Edwards and Lasecki [81]** and **Chalgren and Barron [17]**. Chalgren and Barron used a 42/14 V battery to power their system (electric pump and valve) for a heavy duty truck (Volvo VNL 64T). Redfield et al. used an auxiliary power unit was installed (APU, Fuel cell running on Hydrogen) to power the system.

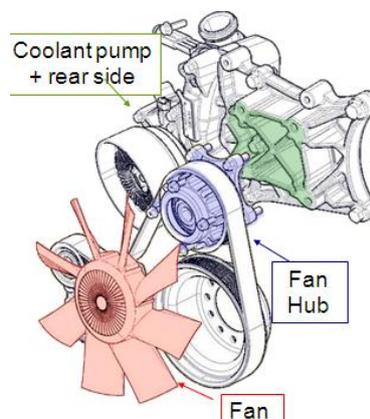


Fig.3.1. Engine Front Pump and Fan configuration

The first results were presented by **Kluger and Harris [54]**. They studied a HD truck (16 tons) and a minivan, both with electrified components and the fuel economy improvements obtained were in the range of 3 to 9 %. Similar improvements were obtained by **Page, Hnatzuk and Kozierowski [75]** for an army truck running at different constant speeds (steady state evaluations). In a similar domain, a transit bus was modified (replacement of the accessories and development of a different radiator to match the cooling performance of the electric fans) by **Page, Bedogne, Steinmetz, and Bryant [74]**. Page et al.'s bus was part of a fleet of public buses in the US for one month and showed a 2% fuel economy. However, the routes weren't specified and further work is expected.

Vehicle Thermal Management Control Systems

Engine Fan power reduction

The engine fan constitutes an essential part of the cooling system. Nevertheless, its use represents a large parasitic loss (it's even used to brake the truck). So the limits of fan activation have to be carefully looked at. **Ap, Guerrero and Jouanny [5]** studied the heat extraction of the radiator given a certain parameter of fan speed, configuration (shroud, no shroud), and vehicle speed.

Nowadays, clutch fans are being used to pursue a decrease of on-time. A first approach was to use viscous fan drives thermally actuated. A theoretical review of this technology was done by **Scott and Xie [88]**. A mathematical model of the viscous fan was determined. Electrically driven viscous fans were studied by **Lee, Lee and Koo [59]**, who developed and tested a continuously variable speed viscous fan clutch for a light or medium duty diesel engine. In opposite to on-off type clutch, this drive allowed them to linearly control the speed and reduce fan noise. The power consumption wasn't studied but it's assumed to be lower.

Then **Chalgren and Allen [16]** combined the different concepts exposed previously for a pickup truck. They installed electric fans (which power consumption is 90% lower than the one for mechanical fans), electric valve, a secondary loop to cool the EGR and a water cooled charge air cooler. They tested the truck for different driving cycles and an improvement in fuel economy was noted but in varying range (from 3 to 10% depending on the load and driving cycle).

As stated, the improvement of the cooling system performance have been recently done by developing new hardware (accessory electrification, waste heat recovery) but also by testing new control strategies in simulations of increasingly complex and accurate models. Most of these models haven't been developed for trucks; this is the case of **Xu, Johnson and Chiang [103]**. These pioneers developed a model of the engine, then simulated and tested control strategies for a computer controlled fan clutch, a variable speed pump and a modified thermostat. Many others have followed them, as described in the following paragraphs.

3.2. Simulations/Modeling

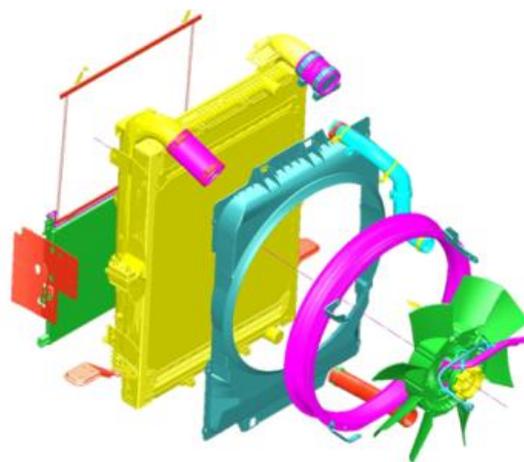


Fig.3.2. Cooling Package (condenser, radiator, CAC, and fan)

Vehicle Thermal Management Control Systems

The modern vehicle uses a variety of sensors, on board controllers and actuators to monitor and regulate its operation (spark ignition, ABS brakes, etc.). This has not yet been the case for the cooling system. With the redesign of its components, the opportunity to improve the vehicle thermal efficiency has risen. A valuable tool to validate these new proposed concepts is computer simulation and modeling (Fig 3.2.). The development of this technology gives us an easier, faster and more reliable approach for proofing methods prior building a test bench

Clemson's University Simulation platform

Different methods have been used to model an engine and its cooling system, the main purpose being the analysis of the system behavior and its transient response. **Wagner, Paradis and Marotta [101]** developed a model of the engine components to predict temperatures in the engine and coolant fluid. Many studies followed this research, mainly conducted in the same university. So is the case of **Wagner, Ghone, Marotta, and Dawson[100]**, who used a series of mathematical models (including Wagner et al.'s), that described the thermal behavior of in-cylinder engine components, servo-motor actuated thermostat valve and variable speed centrifugal water pump.

Also issued from these researches [Wagner et al, Wagner et al] and using its conclusions, **Eberth, Wagner, Afshar and Foster [33]** presented an AMESIM simulation using a 'smart' thermostat valve and a variable flow coolant pump and an electric fan. A different approach was taken by **Sangeorzan, Barber and Hinds [86]** who developed a model that predicts oil sump temperature, coolant engine-out temperatures and peak piston temperatures. Some models were developed but not validated experimentally. For example, a MATLAB/SIMULINK Toolbox containing cooling system components was developed and used to check different system layouts and results were compared to hand calculations (**McKinley and Alleyne [64]**).

Michigan State Simulator

Earlier researches used a similar approach. **Arici, Johnson and Kulkarni [7]** developed a simulator for on-highway heavy duty vehicle; it was validated with engine test data from the Detroit Diesel Corporation. Arici et al. studied four major circuits: coolant water, cooling air, cooling oil and intake air. This is one of the most complex simulators found regarding heavy duty trucks. Further work was published using this model. An enhanced simulation was presented by **Luptowski, Arici, Johnson and Parker [63]**. The previous model was rewritten in MATLAB/SIMULINK for the cooling system components and it was linked to a GT-POWER cycle simulation. Luptowski et al. then examined the possibility of a fully electric cooling system (fan, pump, and thermostat

GT-Suite based simulations

Other software can also be used for simulation, like GT- Suite. A model was developed by **Klopstein, Lauer and Maasen [53]** using this interface. Klopstein et al. described the heat flow for a compact SUV. They presented a complete model of the cars cooling system and took into account the oil circuit as well. Different driving cycles were simulated. According to the simulation results an improvement in fuel consumption around 2 % is expected. Similar models can be found in the literature (**Pirotais, Belletre, Le Corre, Tazerout, De Pelsemeaker and Guyonvarch [80]**; **Garnier,**

Vehicle Thermal Management Control Systems

Dinescu, Belletre, Tazerout, Haller, Hamery and Guyonvarch [37]; Roy, El Khoury, Clodic and Petijean [82]; Yoo, Simpson, Bell and Majkowski [106]; Henry, Koo and Richter [44]).

Models co-simulation

Since engine models (including heat exchangers, combustion chambers) are complicated, some researchers have turned to the use of co-simulation of some components (instead of defining equations for everything). Usually one software is responsible for the engine model, the other is in charge of the cooling system (Luptowski, Adekeye and Straten [62]; Uhl, Brotz, Fauser and Krüger [95]; Charmantray, Campoussin and Yu [22]; Hughes, Mitts, Jacquelin and Wiseman [47]).

Because we have introduced more complex components into the cooling system an accurate control is mandatory. Luptowski et al. chose a strategy based in feedforward and feedback. With better models such as Gattei, Rossi and Cardeli [38], enables us to improve the control techniques used. Gattei et al. developed a thermal model that is able to estimate the coolant temperatures and the rejected power for each component. Some researchers have taken different paths starting with simple strategies like PID to new advanced nonlinear control (e.g. Lyapunov). The development of such techniques answers effectiveness issues, but mainly to minimize the energy consumption of said components.

3.3. Advanced Thermal Management Control

Nowadays, engine models are able to accurately predict the system's dynamic and components with a wider operating regime; the next step remains to develop control techniques. In general, Industries tend to base most of their control concepts on PID (fig 3.3.). This is a tool that is simple to develop and easy to use and modify. However, it is not always functional and it isn't always the most effective way to regulate. Implementing robust controls could help to reduce tuning time. For instance, Nguyen, Ngo and Ryu [70], developed a robust control for a DC motor and compared it to a conventional PID control (which they also tuned). With the proposed control algorithm, the noise was reduced about 25% compared with the PID controller.

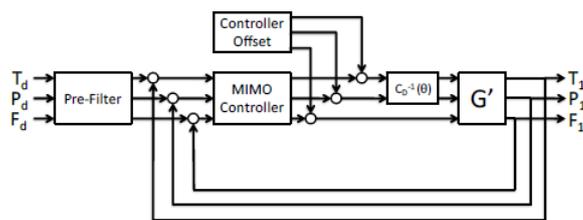


Figure 16. MIMO Feedback control strategy

Fig.3.3. Generic Control Strategy Block Diagram.

Simple Control Strategies

In the truck industry, control techniques are also being developed. For Daimler AG, Gütthler, Traub and Wünsche [112] patented a system that has devices for adjusting liquid mass flow and air mass flow through a liquid-air heat exchanger, respectively. Simple control strategies can also be used to reduce exhaust emissions. Choi, Kim, Cho and Lee [25] controlled the coolant flow and temperature

Salvador Sermeño

Dissertation (1st Year Report)/ July 2012

Institut National des Sciences Appliquées de Lyon

Vehicle Thermal Management Control Systems

(with an electric pump and electric valve) to determine the effects on the exhaust gas emissions in a small vehicle. A similar control was designed by **Choukroun and Chanfreau [28]**, but their aim was to improve fuel economy which they achieved in a test bench (2% improvement). **Al Tamini, Salah and Al-Jarrah [2]** built a servo-motor based cooling system. Lower power consumption was obtained and the controller performance was satisfactory during the simulations. Also, **Lehner, Parker, Arici and Johnson [61]**, using a model based feedback control strategy for heavy duty diesel trucks in a simulated environment, proved that the power consumption of cooling systems actuators can be reduced considerably.

Nonlinear Algorithms used in the truck cooling control

Nonlinear algorithms were first presented by **Setlur, Wagner, Dawson and Chen [90]**. They used a simplified cooling system model for real time computer algorithms to regulate the smart valve, electric water pump and radiator fan using nonlinear controls (Lyapunov). **Setlur, Wagner, Dawson and Marotta [91]** Subsequent tests on a bench with a simulated heat source (not an engine) showed the accuracy of this control, but with no power consumption gain.

Nonetheless, it's not the only nonlinear control found. **Bhat, Joshi, Shiozaki, Ogasawara, Yamada and Somu [10]** used a different strategy: the adaptive control of an electromagnetic fan clutch (ECFD), and then added a PID controller to be used only during warm up. In order to improve the energy management, **Salah, Mitchell, Wagner and Dawson [84]** compared different control strategies for a simple circuit with electric fans, pump an electric thermostat valve. The results showed that an advanced control (in their case backstepping) led to energy savings of up to 6 W (compared to the normal operation). The same authors[85] examined an engine cooling system with a variation. They used two separate loops. They compared three types of control: factory system (wax thermostat), two PI controllers and a robust control (Lyapunov). Salah et al showed that the power consumption of the actuators decreased using advanced control strategies (PI and Robust).

Another advanced control strategy is called fuzzy Logic and it was developed by **Al-Jarrah, Salah and Al-Tamini [1]**. Using this technique they managed to decrease the temperature tracking error, but only simulations were made. Then, **Chiang and Fu [24]**, given the nonlinearities of the model used, designed an adaptative controller which was able to outperform the regular controller in terms of room temperature control.

The previous vehicle control strategies were based on coolant temperature using the sensor normally installed (usually the temperature of the coolant exiting the engine). Other temperatures could also be used, but new sensor had to be installed. A solution was given by **Cipollone and Villante [29]**. Their system was used for steady state and transient calculations and the control strategy was based on a control map defining the set point of the coolant temperature at engine outlet to maintain the temperature of the metal parts in the piston as stable as possible(the model calculates these temperatures).

Advanced Control in other Engine Components

It is important to notice that advanced control strategies are also being used in different areas of the engine controls. For example, **Vaidya and Patidar [96]** developed a feed forward control for the EGR

Vehicle Thermal Management Control Systems

valve; **Kumar, Zheng, Asad and Reader [57]** used an adaptive controller to improve low temperature combustion on a diesel engine; **Ueno, Akazaki, Yasui and Iwaki [94]** developed a feed forward and feedback controls for valve opening and ignition timing; **Feng , Yuhua, Xiaoguang and Xigeng [34]** developed an adaptive control that controlled the engine idle speed; nonlinear robust controls were designed by **Yang [104]**, his work was based on valves with repetitive actuations and its system showed better response and robustness ; another adaptive nonlinear control was developed for the throttle by **Deur, Pavkovi, Peri, Jansz and Hrovat [31]**. It was able to adapt to production deviations and variation of process parameters.

Meanwhile, nonlinear algorithms (sliding mode mainly) were presented by **Pfeiffer and Hedrick [79]** for speed tracking and air-fuel ratio control in a vehicle's. Recently, **Jin and Choi [50]** worked on a sliding sector model control for a Diesel engine model to regulate its emissions; and **Niwa, Kajitan, Sagimori and Nakajima [71]** developed an algorithm for EGR and boost pressure control based on adaptive sliding mode control.

The integration of many complex strategies into a coordinated network of control was done by **Ormerod and Fussey [73]**. Ormerod and Fussey controlled the EGR, VGT (Variable Geometry Turbocharger), exhaust after treatment and cooling system (coolant pump, fan and electric valve). They applied it to a complete vehicle simulation of a hybrid vehicle and achieved a 30% fuel consumption reduction. Also, **Haber [43]**'s thesis presented a control design for a dual-loop EGR and VGT. Haber goal was to adjust intake temperature, pressure, and oxygen mass fraction, thus controlling the emissions.

Advanced Control in other Industries

In the literature, we can find another type of advanced control, the predictive control. If we are aware of the system behavior, we can anticipate a response. It was studied by **Aurora, Magni, Scattolini, Colombo, Pretolani and Villa [8]**. Their work was related to the management of a thermal power plant. Even though no actual comparison data was given, the results presented showed, in respect to the classical control, were economical savings, reduction of pollutants, improved flexibility and easier tuning.

Thermal management systems are also required for Hybrid trucks and have to be even more efficient than conventional ones. Two constraints are added to the conventional system: the electric machine and increase of engine off-time. The most important being the latter, since the decrease of engine operation time may not sustain the proper temperatures range for engine and gearbox.

3.4. Approach for Hybrids and Electric Vehicles

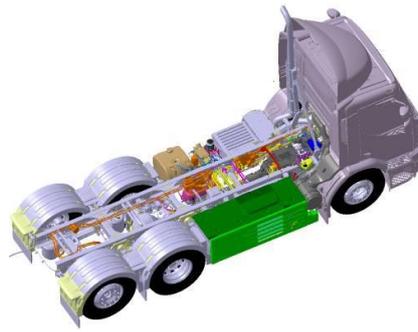


Fig.3.4. Hybrid Truck Additional Cooling System

Hybrid vehicles present two separate power generating units: an engine and an electric machine. The cooling requirements are different (fig 3.4.). **Turnbul, Kuo, Schultz and Turner [93]** performed a thermal analysis of an electric machine. Turnbull et al. developed a model for all of its thermal losses. Similar work was done by **Jih, Chen, Abraham and Siddapureddy [49]**. Jih et al. also described a modification in the water jacket of their thermal machine, however no comparison is made to previous models, and just simulations results are presented.

Cooling Systems Concepts for Hybrids

Concerning the state of the art for cooling systems, the solution most commonly found is the development several cooling loops (at least two) that cool the systems separately. For instance, **Ap [4]** used two separate approaches, the conventional cooling system and an evaporative one. Recently, **Claypole, Kabel and Major [110]** patented a separate cooling system for GM Global Technology Operations Inc. They presented a cooling system for a hybrid vehicle that regulates the battery's temperature. The system is similar to the one used for Volvo GTT's Hybrid Technologies. As is the one presented by **Kawamoto, Naiki, Kawai, Shikida and Tomatsuri [52]**. Kawamoto et al. developed a new engine for compact hybrid vehicles achieving fuel economy (19%) comparing it to previous models.

The proper working of the battery is essential for the operation of the complete vehicle. Batteries require cooling and heating, so a cooling system capable of both scenarios is needed. Mainly, batteries need to be cooled during charging. **Gross and Clark [40]** focused their research in cooling the battery while it's charging. **Buford, Williams and Simonini [13]**, using similar cooling system concepts, determined the most energy efficient coolant control for the ESS.

Another solution was patented by **Drozd, Gettel, Brown, and Simmonds [111]**. They describe a cooling system just for the battery pack. Instead of using the coolant they installed an air diffuser and a fan, the heat is rejected directly to the air, and the fan is controlled using several sensors.

It has to be noted that most of the research carried on hybrids have been done using small cars such as the Toyota Prius. For which a HEV cooling system analysis and an estimation of heat loads was described by **Bennion and Thornton [11]**. Bennion and Thornton's goal was to integrate both cooling systems loops (the peak heat loads were not studied). Their work was used by **Yokoyama, Osaka,**

Vehicle Thermal Management Control Systems

Imanishi and Sekiya [105]. Yokoyama et al. discuss a thermal link system with a heating and a cooling mode.

Modeling and Simulation of Hybrid Vehicles

As for diesel powered trucks, several models have been studied of hybrid vehicle cooling system. Amongst them, we find the work of **Lang, Kitanoski and Kussmann [58]**. Lang et al. used MATLAB and KULI to implement their model. They based their research on temperature prediction in a hybrid vehicle cooling system. Next, **Park and Jung [78]** presented a model built for a heavy duty truck; their goal was to develop a tool to assess the design of a cooling system for a concept vehicle so no control techniques were introduced by them. Then **Saxena and Prasad [87]** were able to simulate transient and steady state operation of a cooling system for a hybrid electric vehicle. Their scope was limited to the ESS cooling system and simulation seems to be made using MATLAB/Simulink.

Single loop HEV cooling systems have also been studied. For example, **Park and Jaura [77]** simulated different scenarios on the position of heat exchangers. They used KULI to simulate four cycles (maximum vehicle condition, caravan towing, hill climbing and trailer towing condition) for an internal combustion engine. They concluded that a single coolant loop could be used but a bigger radiator and a higher coolant flow are needed to correctly cool the system.

In terms of advanced control, an interesting patent was developed by **Tryon [116]**. For a hybrid vehicle they presented a patent concerning energy management. Using modern technologies it is possible to completely plan a trip. The available information can be used to plan the engine's actuator strategy, the cooling system strategy in order to maximize its efficiency for a particular route. This patent was developed for a hybrid vehicle for Williams International Co. A similar project is currently under investigation in Volvo GTT.

3.5. Discussion

Engine Warm-up and Cabin Comfort

The success of thermal management systems is in their ability to balance the multiple needs such as heating and cooling for the whole range of the engine operation. One of these conditions is engine warm-up and in cold conditions it interacts with the passenger comfort feature. Several papers are focused on this approach and solutions have been proposed. **Donn, Zulehner, Ghebru, Spicher and Honzen [32]** investigated the thermal behavior and energy balance of a six-cylinder turbo charged diesel engine with EGR in steady state operation and during warm up.

A conflict of goals appears during engine warm up when comfort aspects and thermal management aspects (transmission oil heating...) play an additional role (fig.3.5.). **Chalgren [15]** studied the benefits of thermal management during warm-up and cabin heating in cold conditions for a pick-up truck. Further advances were presented by **Chalgren and Traczyk [19]**. Chalgren and Traczyk installed an auxiliary transmission oil cooler (air to oil transmission studied earlier by **Semmel [89]**) that was active only during warm-up of the engine (using a series of valves. A related discussion was made by **Revereault, Rouaud, and Marchi [83]**. They presented a simulation of different strategies to improve warm up and cabin comfort in a SUV.

Vehicle Thermal Management Control Systems

A new heat exchanger, using exhaust gases for engine warm up, was described by **Lee, Ohn, Choi, Kim and Min [60]**. This exchanger will handle three different fluids exhaust gases, coolant and oil. According to their work, heating the oil (gear box oil in this study) it is more advantageous than increasing the coolant temperature. Their work was based in an electric vehicle but they managed to reduce the engine warm up time. Similar work can be found in the thesis of **Morgan [68]**.



Fig.3.5. Truck Cabin and Engine Components

Reduction of parasitic losses in the Oil system

As an enlargement of the study, other solutions for improvement are available. Combining methods might be the way. Reducing parasitic losses and adapting the flow in the oil cooler and oil circuit for example. **Mueller, Helmut, Krebs, Smith and Koenigstein [69]** examined the potential gain of using a switchable cooling pump (low – high flow), Switchable piston squirters (similar to PCJ), and blocking the engine oil cooler (coolant side). Another possible addition could be an electric oil pump. It has also been reviewed (**Miyachi, Ishiguro and Katsuyoshi [67]**) in order to limit flow in the engine and reduce engine losses.

Water Cooled Exchangers

Another tested solution is the replacement of conventional air to air charge air coolers and/or water cooled condensers. This method requires the installation of a low-temperature water loop. **Chalgren, Barron and Bjork [18]**, for their research, used a water cooled charge air cooler (WCCAC), and a second coolant loop with an electric valve and pump. A complete water cooler exchanger system was developed by **Ap, Jouanny, Potier and Genoist [6]**. No other changes were made to the cooling system and no comparison was made to a conventional system. Ap et al. just examined the heat extraction of their system.

Improvements to the Heat Transfer

Heat transfer teaches us that liquid convection and air convection aren't the most efficient ways for cooling. To improve convection usually fins are used (enlarging the contact area). Improvements can be issued from changing the fluid used. **Fritz, Selembo, Pellet, Yavuzkurt and Vaidya [35]** studied the characteristics of silicate (e.g. ethylene glycol) and carboxylate-based coolants. Further improvement is being made using nanofluids for cooling purposes (**Oldenburg, Siekkinen, Darlington and Baldwin**

Vehicle Thermal Management Control Systems

[72]; Choi, Yu, Hull, Zhang and Lockwood [27]). These are fluids that contain nanoparticles that enhance thermal conductivity but they also increase the viscosity (shape is also a factor). Further development is expected in this field.

Cooling Circuit New Architectures

Different solutions for cooling circuits have been studied in recent papers such as **Park, Zuo, Rogers and Perez [76]**, who developed a prototype of a two-phase cooling system for an army vehicle. Also, spray cooling has been developed for electric components cooling and its being marketed under the SprayCool brand (**Wilson [109]**'s article on thermal management). Similar research was carried out for a hybrid vehicle and aircraft systems (**Homitz, Scaringe, Cole, Fleming and Michalak [46]**).

Regarding military aircraft applications, using the fuel as a heat sink to cool down the engines is being researched (**Williams, Muley, Bolla and Strumph [102]**), fuel to air heat exchangers are used. Another solution was exposed by **Teng [92]**. He discussed absorption cooling for hybrid buses. **Jokar, Hosni, and Eckels [51]** presented a cooling system with three loops, two using a coolant (glycol-water, one for cabin comfort) and one main refrigeration loop using a refrigerant (allowing lower temps).

Cooling Package Resizing

Finally, once we have determined a control strategy, the next step could be to minimize the cooling package size, thus reducing its weight. **Hughes and Wiseman [48]** worked on this. As a rule of thumb, they proposed to study the engine heat rejection as well. Some concerns were discussed during their work, increasing the coolant temperature can increase the risk of coolant boiling; it can diminish engine life and can induce higher thermal stresses in the radiator. A simplified model was run in SIMULINK.

4. Cooling System Modeling

4.1. Available Simulation Platforms

As stated in the literature review, the simulation of new concepts is a valuable tool that reduces time and costs (no need to build prototypes, develop benches for tests and reduce the time losses, when changing configurations for example). Also, they can provide us with key information regarding the circuit dynamics and enable us to validate the hypothesis made. However, since building a simulation platform is out of the scope of this project, we will focus, in this first paper, to assess the available ones currently in use at the company.

Currently, five simulations software are available at Volvo GTT. A brief discussion is presented as follows. Numerical engine models are available in Volvo GTT, their development depends on people working in performance and powertrain areas which aren't usually linked to the cooling system developers. To avoid dealing with problems regarding the models (parameters settings, simulation times) it is preferred to use the results from tests or simulations.

An AMESIM (LMS) based simulation is currently being replaced in Volvo. Using LMS we can be able to model and simulate the complete system using the existing library (some modifications could be also made to the models). Another Amesim based simulation is being developed in Goteborg concerning the transmission cooler, only the heat generated and the cooling capacity of the different coolers is studied. The coolant temperature is issued from calculation from an engine model (or datasets).

For the St Priest site, the software under review to replace LMS is GT-Suite. As for AMESIM, both thermal and hydraulics components can be used, but the modeling of the cooling package is also handled by the same software. A coupling to MATLAB is possible, but it hasn't being tested at Volvo. Another limitation is the development of some components like the hydraulic retarder whose dynamics aren't currently being developed. The KULI software is able to model the heat transfer in the cooling package. However, the whole system cannot be modeled in this software but it is useful for other platforms (It is used to provide data for GSP).

Another platform used is GSP (Global Simulation Platform). It was created to unify both Volvo and Renault Trucks simulations when the companies merged. It's a MATLAB/ Simulink based simulation that runs all current complete vehicles. The cooling package models are coupled with KULI software (called).

Also, a simulation is being developed at the Goteborg site. It also is a MATLAB/Simulink based simulation. Currently a simplified model of one engine has been developed. Further work is expected. However, future engines won't be model based but actual data from experiments. The biggest achievement of this simulation is the model for the viscous fan that was built by the supplier. This model is blocked and can't be modified. Nevertheless some progress is being made regarding the fan's control in order to improve its energy management.

Vehicle Thermal Management Control Systems

Name	Re gime		Software	Applicability	Calculations					Results		Losses		Co-simula tion
	S	T			Hypot.	Inputs	Model	1D /3D	pas de temps	Outputs	Mod to models	Hyd.	Therm.	
AMESI M	X	X	LMS AMESIM	Complete model development	BG	Hyd, Thermal limited	Issued from Software, Localized Parameters	1D	TBD	Hyd et Therm	None	X	X	Matlab, Simulink
KULI	X	X	KULI	Model CAC, RAS, Fan		Thermal		1D	TDB	Therm	None	X	X	
GT-suite	X	X	GT suite	Complete system, some components not available	Navier Strokes	Hyd thermal		1D	TDB	Hyd et Therm	Build RAD, CAC	X	X	
SIM GOT	X		MATLAB/ SIMULINK	1 engine developed, other approach to be taken for other engines	Simplifi ed eq, changi ng to Data from tests	Thermal	Issued from a simplificati on of formula coupled with experimen tals results	1D	TBD	Fuel consumption, ...	Engine models being modified	no	no	KULI
GSP	X		MATLAB/ SIMULINK	All components available, no modif to RAD, CAC, coupled w/KULI	BG	Road, models, components		1D	TBD			None Possible to CAC, RAD,..		

Table 4.1. Summarizing table of available Simulation Platforms.

4.2. Bond Graph approach

Bond graphs are INSA de Lyon input to this Phd. It will enable us to analyze the different configurations of cooling system. In this section, we will introduce the basic principles being used.

4.2.1. Conventional Bond graphs and Pseudo Bond Graphs

This is a thermodynamic process in which both the thermal and fluid properties vary. The mutual dependency of these two domains adds complexity to the layout of the system (thermal flow depends on the mass flow from one point to the other). Said complexities contribute to difficulties in understanding and modeling of the process and system.

Several approaches have been researched in what concerns thermal bond graphs. Some of them deal with energy as their true variable (temperature and entropy flow), but a more comprehensive approach can also be used, it includes a thermal form which is not energy (temperature and enthalpy flow or heat flow). The pseudo bond graphs, as they are called, have the advantage of linear relations between its effort and displacement or flow. But, it is not a true bond graph (the product of its effort and flow is not the energy flow) and therefore it is not compatible with other bond graph elements.

For this work we are accepting the fact that their product is not the power transferred between ports. Although basic principles no longer apply, the basic elements describing physical effects can be idealized and introduced in our layout. Furthermore, the conventional construction of a bond graph from a schematic and, then, the systematic derivation of equations from the bond graph still remain applicable. Their advantage is that modeling of thermodynamic systems may become easier. The complexity of the models equations could be analyzed but it is not in the scope of the project.

4.2.2. Bond graph Layout

4.2.2.1. Basic Configuration Circuit Word Bond Graph

A word BG is presented of a basic cooling system (fig.4.1.). Its components are a radiator, an expansion tank, a coolant pump, an oil cooler, the engine itself and a thermostat valve. The interactions with the oil system and environment are also represented. Furthermore, since two domains coexist, two variables of flow and effort are introduced: pressure and mass flow for the hydraulic dynamics, and temperature an enthalpy flow for the thermal study.

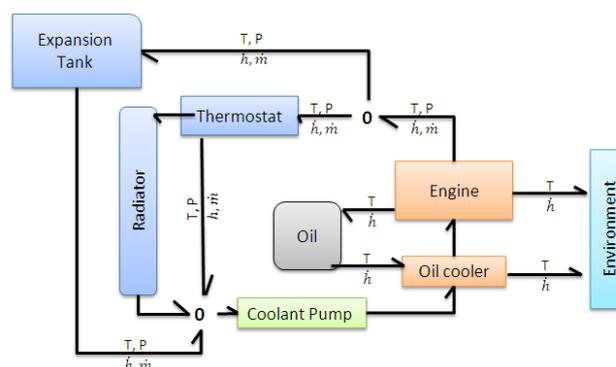


Fig.4.1. Word Bond graph of a basic Cooling system

Vehicle Thermal Management Control Systems

4.2.2.2. Components

4.2.2.2.1. Connecting pipes

The cooling system is responsible of regulating the temperature of several components. Some of them are connected in series (share the same flow) or in some cases a separate branch of fluid is supplied. The Bond graph representation of said system is the following (fig 4.2.):

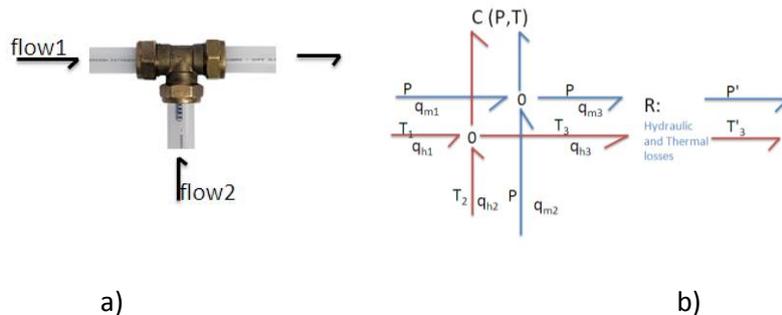


Fig.4.2. a) Physical connecting Pipe system, b) BG model of the physical model

The C element represents the dynamics of the mixing of two fluids at a joint. The R element represents the hydraulic and thermal losses in the circuit.

4.2.2.2.2. Coolant Pump

The coolant pump is represented by two modulated flow sources. In the hydraulic domain, the flow is modulated by the pump's rotational speed which is proportional to the engine rpms. In the thermal domain, the source requires two parameters, the temperature of the fluid, and the mass flow, in order to calculate the equivalent heat flow added.

Its BG representation is (fig.4.3.):

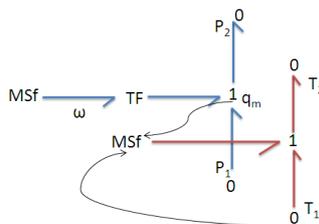


Fig.4.3. Coolant Pump BG model

4.2.2.2.3. Heat generating or dissipating components

This is the basic design for the heat exchangers.

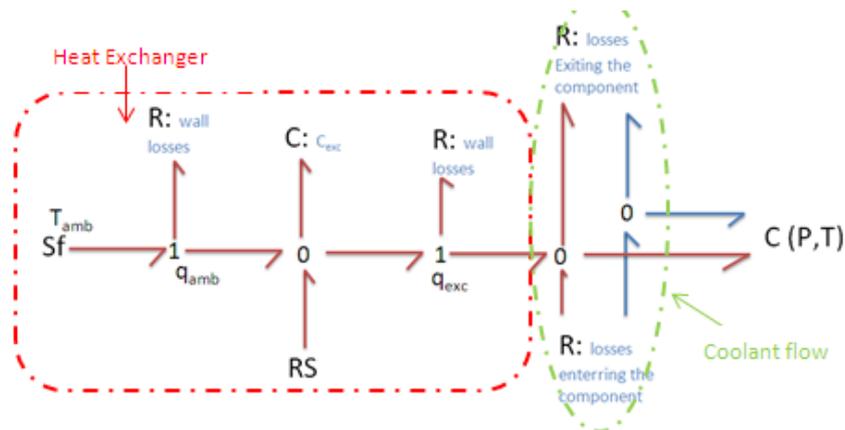


Fig.4.4. Heat Exchanger BG type model

Several phenomenons are represented but they could be neglected according to the hypothesis taken. First of all, losses (hydraulic and thermal) are represented for entering and exiting the exchanger. Energy storage is defined as possible for the exchanger. Losses in the contact surfaces and to the ambient are noted. A C element, completely thermal, is used to explain the inner dynamics of the exchanger. It could represent the heat storage of the materials. Finally a RS element is used to represent the heat source, for the engine it could represent the mechanical heat due to friction and combustion.

4.3. Discussion

Further work is being done regarding the analytical expressions to be used to define the C elements and the dynamics of the system. Some additional information regarding the BGs can be found in the annex C.

5. Conclusion

5.1. Discussion

Even though many of the researches conducted in recent years focused on light vehicles, we can assume that for heavy duty vehicles, the improvements studied are encouraging. Even small fuel economy gains can become very attractive in the market, particularly for vehicles traveling long distances constantly. Only one paper (published in 2011 by FEV engineers) discussed the interactions between systems for a SUV. The paper presents a simulation in which the whole circuit is modeled but only components in the coolant circuit are controlled. The interaction between controls hasn't been studied thoroughly.

The thermal management concepts led us to systems whose interactions weren't planned, understood or anticipated. This project will provide a new view of the cooling circuits.

Some of the main problems that we can find dealing with the control of large complex systems are the nonlinear dynamics, time varying dynamics and a large number of constraints. During the last decades, with the uprising of digital and computational technologies, the development of control applications, once unknown, are now emerging. New modeling, control, estimation and monitoring strategies are being studied.

Advanced control have different meanings accordingly to the user (researcher, professor or engineer). It also is more than just the use of state of the art software or the use of a complex algorithm. It is central to understand the process and its dynamics. Some advantages of said technologies are lower energy consumptions, reduce wasted energy, improve safety and reduce emissions. This environment will lead to the development, in industry, of a model based control methodology enabling us to predict behaviors, anticipate issues and have a better understanding of the system's dynamics.

5.2. Future Work

We will develop the bond graph models for all trucks configuration on order to begin with our analysis. Using causality and other bond graph tools we will be able to determine the possible interactions present in the current layouts. At this point, we will narrow our study. Only configurations with interactions will be studied.

Meanwhile, further research will be done concerning new technologies being researched at the Volvo Advanced Engineering department (RENOTER, RANKINE, TIGRE and POWERTRADE projects). And additional information would be gathered concerning the simulation platforms available at Volvo GTT in order to determine which one will be used to evaluate the control concepts.

Afterwards, said control strategies will be developed according to established goals (still to be determined). However, some advanced control strategies can be applied, and will be briefly discussed.

Vehicle Thermal Management Control Systems

✓ Predictive Control:

The success of this technique is based on its ability to handle multivariable control problem and constraints. Model predictive control can be defined as a class of computer control algorithm that utilizes a model of the process to predict its future response. The systems dynamics are described by a model which is, generally, in a mathematical form (equations). Process input and output constraints are included directly in the problem formulation (constraint violations are anticipated and prevented). In modern plants the controller is part of a multi-level hierarchy of control functions.

✓ Backstepping Robust Control:

The backstepping control design procedure has been used to develop stabilizing controllers for systems that are linear or nonlinear. Using this approach, the designer starts the design process at the known-stable system and "back out" new controllers that progressively stabilize each outer subsystem. The process terminates when the final external control is reached. A basic requirement on a controlled system is that it should end up at the desired equilibrium using the least amount of energy possible.

✓ Sliding mode:

Sliding mode control is an important robust control approach. It provides a systematic approach to the problem of maintaining stability and consistent performance in the face of modeling imprecision. Due to its robustness properties, sliding mode controller can solve major design difficulties involved in the design of a control algorithm with highly nonlinear time-varying parameters and uncertainties.

Once the control concepts have been built, an important part of this research will be its validation. Simulations will be firstly performed using the chosen platform. And the most promising results will be tested on a real engine. These latter tests can be done in a test bench or in actual truck through a driving cycle. It will depend on the concept being evaluated (fuel consumption, accurate temperature control...) but also in the availability of the engine or truck (new truck models could be only prototypes).

A. Appendix A. Nomenclature

A.1 Indexes

<i>a</i>	air
<i>amb</i>	ambient
<i>e</i>	exiting
<i>exc</i>	exchanger
<i>i,</i>	admission
<i>o</i>	oil
<i>vap</i>	vapor (coolant)
<i>v</i>	vapor (coolant + air)

A.2 Prefixes

<i>d</i>	infinitesimal increase of the system
δ	emphasizes that is an inexact differential

A.3 Parameters

<i>A</i>	Area	[m ²]
<i>T₀</i>	Initial temperature	[K] or [°C]
<i>V</i>	Volume	[m ³]
<i>V</i>	Specific volume	[m ³ /Kg]
<i>V₀</i>	Initial Volume	[m ³]

A.4 Mechanics

ω	Angular speed	[rad/s]
<i>k</i>	Elastic factor	[N/m]

Vehicle Thermal Management Control Systems

m	Mass	[kg]
E_c	Kinetic energy	[J]
E_p	Potential energy	[J]
P_w	Power	[W]
W	Work	[J]
Z	Position	[m]

A.5 Thermodynamics

$\dot{m}, \frac{dm}{dt}$	Mass flow	[kg/s]
ρ	Density	[kg/m ³]
α	Isobaric dilatation factor	[K ⁻¹]
β	Isochoric compressibility factor	[K ⁻¹]
χ	Isothermal compressibility factor	[Pa ⁻¹]
C_p	Pressure Constant specific heat	[J/(kg.K)]
C_m	Volume Constant specific heat	[J/(kg.K)]
H	Enthalpy	[J]
\dot{H}	Enthalpy flow	[J/s]
h	Specific enthalpy	[J/kg]
k	Specific heat ratio	[-]
P	Pressure	[Pa]
P_v	Gas pressure	[Pa]
Q	Heat Flux	[J]
R	Universal Constant of gases	[J/(mol.K)]
r	Specific Constant of gases	[J/(kg.K)]
T	Temperature	[K]
U	Internal Energy	[J]

Vehicle Thermal Management Control Systems

u	Specific Internal energy	[J/kg]
W	Work	[J]
W'	Non-mechanical work	[J]

A.6 List of Acronyms

A

AC: Air Conditioning also referred as Cabin Comfort.

ABS: Antilock Braking System. It's a braking system that prevents skidding of the wheels, so the traction of the tires is unchanged.

APM: Air Product Management, device responsible of filtering and the control of the air pressure or the vehicle.

APU: Auxiliary Power Unit.

B

BBC: British Broadcasting Corporation.

BG: Bond Graph. A graphical representation of a system based on energy exchange.

BVA: French acronym ("*Boîte Vitesse Automatique*") for Automatic Motorized Transmission.

C

CAC: Charge Air Cooler, Air to Air Heat exchanger for Volvo Group.

CC: Cubic Centimeters, unit.

CCM: Climate Control Module, responsible of the thermal comfort in the cabin.

CFD: Computational Fluid Dynamics. Calculations performed by a computer in order to describe the interactions between gases and liquids with defined surfaces.

CIFRE: French Scholarship « Conventions Industrielles de Formation par la Recherche »(Industrial Agreement of Training through Research)

COP: Coefficient Of Performance, related to cooling applications efficiency, is the ratio of change in heat extracted and work provided to the device.

D

DOC: Diesel Oxidation Catalyst, Part of EATS for Emission reduction.

DPF: Diesel Particulate Filter, Part of EATS for emission reduction.

Vehicle Thermal Management Control Systems

E

EATS: Exhaust After Treatment System, generally DOC, DPF and SCR.

EECU: Engine Electronic Control Unit.

EMS: Engine Management System, is a collective name for the control unit and contains hardware, software and data sets of Volvo engines.

E-Viscous: refers to the electrically controlled viscous clutch used as fan drives.

EGR: Exhaust Gas Recirculation.

ESS: Energy Storage System, in the hybrid vehicle responsible of the storage of energy.

Eu5: Euro 5, reference to Euro 5 emission Standards.

Eu6: Euro 6, reference to Euro 6 emission Standards.

EXT-SCR: Extended SCR, new “technology” for Eu6 trucks, this is an improvement of the current Eu5 truck.

G

GCW: Gross Combination Weight.

H

HD: Heavy duty; referring to 11, 13 and 16 lt engines.

HDX: Heavy Duty X liters Engine.

HVAC: Heating, Ventilation and Air-Conditioning, is the unit responsible for the comfort in the cabin, usually it is controlled by the user.

I

IMTD: Intake Manifold Temperature Difference, Intake temp minus Ambient Temp.

K

Km/h: Kilometers per hour, vehicle speed, unit.

L

L: Liters, unit.

M

MD: Medium duty; referring to 5, 7 and 8 lt engines.

MDX: Medium Duty X liter engine.

Min: Minutes, unit.

Vehicle Thermal Management Control Systems

N

NOx: Generic term for mono-nitrogen oxides NO and NO₂ (nitric oxide and nitrogen dioxide).

O

OBD: Legislated emission diagnostic required on an engine. Exists in different versions both in US, Europe...

OFH: Oil Filter Housing.

P

P: Pressure.

PC: Calculated Pressure.

PCJ: Piston Cooling Jets.

PHG: Jet gallery oil pressure.

PID: Proportional Integral and Derivate, control strategy in order to regulate an output.

PNLT: Equivalent to Eu5 and US10 for Japan.

PM: Particulate Matter (exhaust emission).

PRT-technology: Pressure sensor with Piezo-Resistive Transducer technology.

PT: Pressure and Temperature Sensor.

PWM: Pulse Width Modulation, type of signal.

PWTI: Powertrain Installation.

R

RPM: Revolutions Per Minute.

S

SCR: Selective Catalytic Reduction, part of EATS.

SUV: Sports Utility Vehicle.

T

T: Temperature.

TC-MWO: Mech. transmission oil cooler, water/oil.

TC-MWOH2: Mech. transmission oil cooler, water/oil, high performance.

TC-RWO: Transmission oil cooler, water/oil.

TC-MAOH2: Mech. transmission oil cooler, air/water/oil, very high performance.

TC-MWOR Mech. Transmission oil cooler, water/oil, radiator integrated.

TC-MAO: Transmission cooler Air/oil

TC-RAO: Transmission cooler.

TE4: Temperature sensor located on the thermostat Housing.

TER: Site Tertiaire, Saint Priest.

TTT: Top Tank Temperature.

Turbo-C: TurboCompound, new "technology" for Eu6, using a water-cooled turbo compressor and an EGR cooler.

U

UD: Former Nissan Diesel.

US10: Standards similar to Eu5 for the US.

Salvador Sermeño

Dissertation (1st Year Report)/ July 2012

Institut National des Sciences Appliquées de Lyon

Vehicle Thermal Management Control Systems

UTCool: Without transmission cooler.

V

V: Volt.

VECU: Vehicle Electronic Control Unit.

VGT: Variable Geometry Turbocharger.

Volvo GTT: Volvo Global Trucks Technology.

VPT: Volvo PowerTrain.

W

WCCAC: Water Cooled Charge Air Cooler, heat exchanger.

B. APPENDIX B Volvo's Current Technology

Advanced cooling systems are being developed at Volvo GTT and a detailed mapping of components currently used is presented as follows. We will only list components that are electrically controlled. Firstly, sensors commonly installed in Volvo and Renault Trucks are presented. Only sensors with useful information for actuator control are presented. Then for each component or accessory, a brief description is provided. Finally a table is presented summarizing the component and applications.

B.1 Sensors

Different kinds of sensors can be found in a Volvo or Renault truck. These sensors transmit signals that are interpreted by the EECU or VECU and can be used as inputs for our control system. The sensors will be described in this chapter.

B.1.1 Temperature Sensors

Low temp sensors are used to measure fluid temperature at the engine level. Such a sensor can be used either for coolant temperature control or for oil temperature control.



Fig.B.1. Low temperature sensor

High temp sensors are used to measure Exhaust temperature.

B.1.2 Pressure sensors

Two types of single port pressure sensors are used in Volvo GTT heavy duty engines:

- ✓ Relative measurement
- ✓ Absolute measurement

B.1.3 Pressure and Temperature sensors

Combined pressure and temperature sensors are used to measure pressure and temperature at a same location.

Vehicle Thermal Management Control Systems

B.1.3.1. Delta pressure sensors

Differential pressure sensors (also known as delta P) are used to measure the pressure difference between two pressure references. They are currently used either on DPF or on the EGR system.

B.1.3.2. EGR dP sensors

On EGR system, the dP sensor is used as one of the inputs to determine the mass flow of EGR through a venture pipe.



Fig.B.2. EGR DP sensor

B.1.4 Nox and Oxygen sensors

The NOx sensor has two purposes in Volvo GTT heavy duty engines/after treatments: Primary it is needed to fulfil OBD requirements measuring nitrogen concentration in the exhaust gas outlet downstream of any SCR/DPF filters. This is regulated in emission legislation from EU5/US10 and onwards This sensor is used to control the EGR-flow in close loop.



Fig.B.3. NOx Sensor

B.1.5 Mass Flowmeter (Clean air)

The Mass Air Flow Sensor is mounted on the inlet air system. This sensor measures the flow of the inlet clean air stream and presents it in a frequency signal. This sensor measures the air temperature thanks to a NTC probe. It is a part in the engine management system (EMS). The sensor is as a “plug in sensor” that is, without any pre-mounted tube.

Vehicle Thermal Management Control Systems

B.1.6 HVAC sensors

High pressures and low pressures can cause severe damage to air-conditioning system components. A pressure sensor is mounted in the high pressure side (between the condenser and the FOT) of the system and the gathered information is sent to the CCM. If the pressure exceeds the setting (31 bar), the compressor will be disengaged and the refrigerant will stop circulating. A temperature sensor is also placed in the HVAC.

B.2 Description of Actuators

In the following paragraphs we will describe the components that can be electrically controlled.

B.2.1 Electromagnetic clutch Pump

The engine and its components require a certain flow of coolant during their operation. In most cases this flow cannot be ensure by the circulation caused by convection. So a pump is needed to supply the require flow to the entire system at a given pressure. Different solutions for powering the pump are available, the most common is to find an engine driven mechanical pump. Nowadays, energy management has become an important deal, so minimizing the power drawn by the pump is being researched. The aim is to provide the actual cooling required by the engine given a driving operation. Conventional pumps create a flow proportional to the engine's rpm. For some operations this is unwanted, for example, to reduce heat losses while idling, shutting down the flow is a solution. An electromagnetic clutch pump has been developed for HD truck. The main advantage of switching to an electromagnetic clutch pump is the reduction in the power consumption. This results in fuel economy.

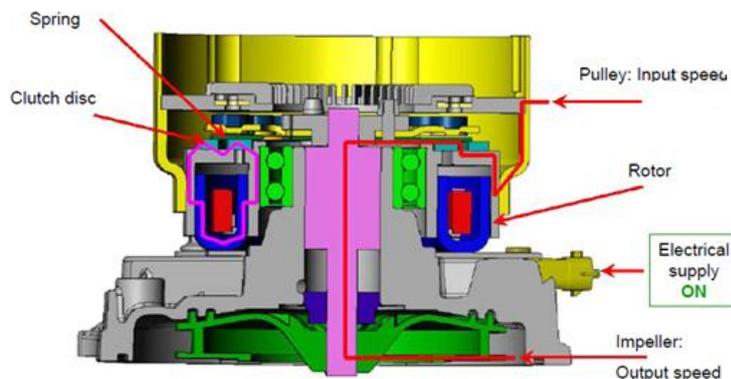


Fig.B.4. Electromagnetic clutch construction

B.2.2 EMS-controlled viscous fan

Running the fan is a large load for the engine (40 KW for high RPMs). Different fan drives are available (electromagnetic, viscous, electric fans); the choice made is to use a viscous clutch for Volvo and Renault Trucks in order to improve fuel economy (reduction of fan "on-time").

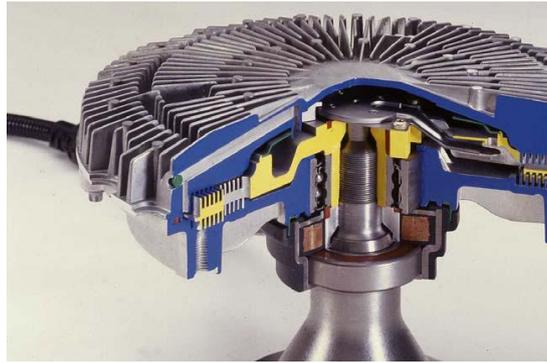


Fig.B.5. Electric viscous clutch fan

The EMS-controlled viscous fan is located behind the heat exchangers and is mounted on engine and it can be belt driven, gear driven or crankshaft mounted, rotating clockwise as seen from front of engine.

The fan speed is continually adjustable and has a low idling speed. Earlier viscous fans had an idling speed of 600-900 rpm. Electrically controlled viscous fans have an idling speed of 200-300 rpm. The fan speed is controlled by a signal from the engine control unit EMS.

B.2.3 Exhaust Gas Recirculation (EGR) valve

EGR consists in reintroducing part of the exhaust gases into the combustion chamber, via the intake system, in order to reduce NO_x emissions. In most of cases, it permits also to reduce the combustion temperature to limit NO_x formation. Nevertheless, in specific operating conditions at high loads, EGR increases the combustion temperature.

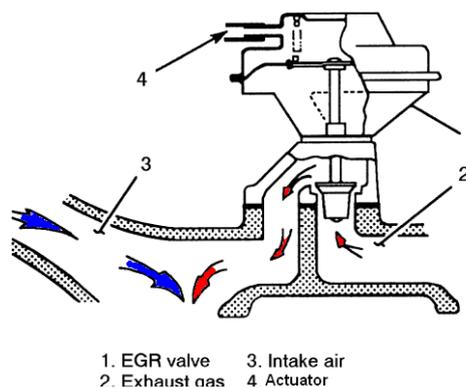


Fig.B.6. EGR working principle

The EGR valve unit controls the EGR gas flow rate before (HD) or after (MD) the EGR cooler (no EGR cooler is installed for Eu6 HD EXT-SCR). The EGR is a new technology currently in development for some trucks (Turbo-C), this variant is only available for HD trucks.

Vehicle Thermal Management Control Systems

The EGR valve is an electrohydraulic valve. A hydraulic piston is electronically controlled to regulate the exhaust gases flow. A signal is sent to determine the pressure in the piston thus regulating the position. The position of the piston is measured by an included sensor.

B.2.4 SCR Valve

As an addition to EGR, SCR is used as an after treatment of the exhaust t gases. By means of a catalytic converter, with the help of a Urea solution sprayed into the hot exhaust gas stream, SCR reduces harmful nitrogen oxides (NOx) into harmless nitrogen and water. A solenoid valve is used to control the opening and closing (on/off valve) of the flow of coolant through a tank, containing Urea.

B.2.5 Oil Thermostat (oil cooler bypass)

The thermostat closes the main gallery when the engine temperature is low, ensuring that the oil circulates through the engine without being cooled. As the oil temperature increases, the thermostat will start regulating the passage straight into the engine and the oil is forced through the oil cooler if needed. The aim is to allow the engine to run at higher average oil temperature. This reduces engine friction due to an increase in oil viscosity (which depends on the temperature).

A second objective is to reduce the oil flow through the oil cooler. The flow suffers a pressure drop in the oil cooler thus increasing the oil pump absorbed power. This reduction of power absorption is translated by fuel economy (the oil pump is a load of the engine).

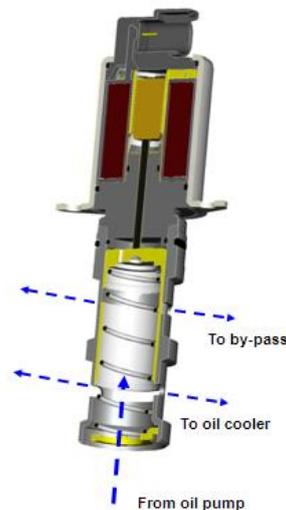


Fig. B.7.Oil Thermostat

B.2.6 PCJ valve

The PCJ controlled valve was designed to control the oil pressure in the cooling piston gallery on a heavy truck engine.

One of the features of lubrication system of diesel engine is to cool the pistons by an oil jet. Oil comes from the main gallery of the oil circuit, in which the pressure is regulated at about 4.2 bars

Vehicle Thermal Management Control Systems

(relative pressure) whatever the temperature. Downwards the valve, the oil flows through the piston cooling jet gallery and flows out of the jet in order to cool the piston.

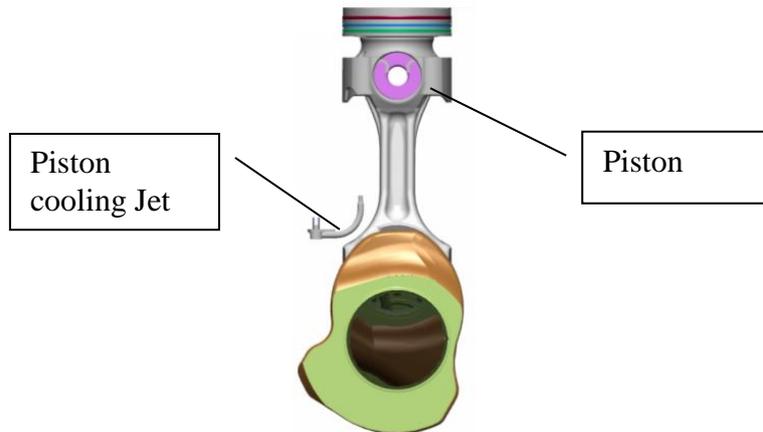


Fig.B.8. Piston Cooling jet representation

The target is to achieve accurate pressure control by an accurate control valve regulation. Accurate means that the device needs to follow the desired oil pressure demand from any ECU in the vehicles without any major delay times and for different engine oil temperatures. Focus is the resulting precision of pressure control and thus flow in the cooling jet.

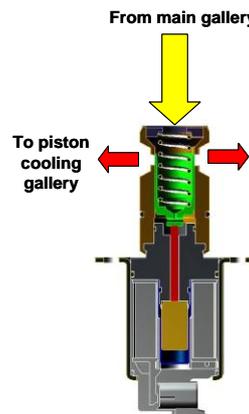


Fig.B.9. PCJ valve

B.2.7 Cabin Climate

B.2.7.1. HVAC

For Eu5 trucks, Cabin Climate is manually actuated; the Driver has full responsibility of thermal comfort. Eu6 trucks will have a HVAC unit able to regulate automatically to a given temperature. The interaction with the coolant system is only present while heating, since a valve regulates coolant flow through the Unit.

Vehicle Thermal Management Control Systems

B.2.7.2. Parking Heater

The parking heater is used for heating the cab and the engine block (only Eu5). Instead of using the surplus heat from the coolant when driving, it is active when the vehicle is parked but still needs to be warmed. It is diesel driven and controlled by a timer and thermostat. For Renaults Trucks, the parking heater can be running while the engine is operational. The parking heater is usually on the same coolant circuit as the cab heater. The heater provides an even distribution of heated coolant through the vehicle's standard heating ducts. The water pump is magnetically driven, so there can be no leakage of water where the shaft passes through the casing. As soon as the cab has reached the pre-set temperature, the thermostat controls the vehicle interior fan so that the hot water circulates down to the engine and heats the engine block.

B.2.7.3. Electric Coolant Pump

This is only available for the hybrid truck (Premium Md7). Its purpose is to ensure the cabin comfort when the engine is stopped (heating of the cabin). If needed to ensure the comfort the engine can be turned on. The two main parameters responsible of this decision are the cabin temperature and the coolant temperature. To ensure the heating of the cabin, the coolant temperature has to be above 65°C. The pump's manufacturer is WEBASTO, the same supplier that provides the parking heater solution. Similar pumps are used for both applications.

B.2.7.4. Control devices

For manual cabin comfort control:

Control devices are fitted into the system to ensure maximum efficiency and to protect components from damage.

Temperature sensor: A sensor is used to sense the temperature of the evaporator and help ensure that they do not drop below 4 °C. If the temperature were to drop to 0°C or less, moisture condensing out of the air would freeze on the unit and block the air flow through the evaporator. Also, when the evaporator temperature rises, usually to about 9°C the cabin cannot be cooled and the compressor clutch is disengaged. And if a leak develops and the refrigerant is low in charge a working temperature will not be attainable and the temperature sensor will turn the compressor off.

Pressure Sensor: System protection against high pressures is provided by a pressure sensor mounted in the high pressure line between the condenser and the orifice tube. High temperatures and pressures may develop if the condenser is unable to transfer its heat effectively to the outside air. This may be due to blockage of the condenser fins or an inoperative electric fan. If this occurs, the compressor is disengaged so preventing it from circulating refrigerant.

For automatic Cabin comfort:

Temperature Sensors: Four sensors are used, one to measure external temperature, one for the temperature of the air blown into the cabin and one to check the temperature inside the cabin. The last sensor is used as a security. Its working principle is the same as for the manual comfort.

Pressure Sensor: It works as for the manual comfort.

C. APPENDIX C- BOND GRAPH MODELING

C.1 Introduction

Bond Graph is known as a simple technique for modeling complex systems. This simplicity is deduced from the main purpose of the graph: the track of the energy flow. Since it was invented by Painter in 1960, researchers have been applying it to different fields (mechanical, electrical, hydraulics). This multidomain applicability is one of the strength of the technique.

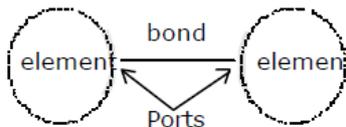


Fig.C.1. Bond graph Principle Schematics

It also offers a structured view of the system (it can be used to define the systems' dynamics). And it is based on the representation of energy transferring phenomena. The representation can evolve and be as simple (or complex) as the designer desires, thus enabling the conception of the system to a certain precision (the level of precision depending on the goals of the analysis to be performed). As long as the initial bond graph is not simplified, it shows a clear resemblance to the topological structure in the system schematic.

C.2 Bond Graph Modeling

Bond graphs are a domain-independent graphical description of dynamic behavior of physical systems (i.e. systems from different domains are described in the same way). The basis is that bond graphs are based on energy exchange. Analogies between domains are based on physical concepts.

Bond-graph modeling is a powerful tool especially when different physical domains are involved. Moreover, bond-graph sub models can be re-used. The sub models can be seen as objects, as elements.

The concept of bond graphs was originated by Paynter. The idea was further developed by Karnopp and Rosenberg, such that it could be used in practice (Thoma). Brown worked on thermodynamic systems. Other researchers have been developing the bond graphs.

C.2.1 Model Building

They are different to block diagrams, since in general, the functional relations are not considered while building a bond graph. There is also no need to precisely know how the power conjugated variables of an element are related or interact with each other. It is sufficient to know which type of an element in a physical level. For this approach, three levels have to be accounted for: physical, mathematical and algorithmic. The first level consist in analyzing the physical phenomenon that will be considered (Inertia, friction, compressibility) and to represents the system's architecture

Vehicle Thermal Management Control Systems

graphically using a single language for all the physical domains where energy transfers between components take place. The concepts of energy dissipation, transformation, storage and sources are defined in this level. The mathematical level in bond graph consists in writing the laws and constitutive equation for the components. However, it can be left out for cases in which it is unclear how coupled physical effects can be modeled under given assumptions. Bond graph's aim is to develop a model that complies with conservation laws (the models determined can be linear or nonlinear). Finally, the algorithmic level indicates how the model is built (Causality). The causality is not a natural procedure; usually it's imposed by the designer to solve the numerical problem.

In bond graphs, effect-cause phenomena are also represented. A causal analysis of the representation allows us to determine if the model is coherent and if couplings between components exists. Basically, this graphic tool shows four information of the system: the physical bond between components, the causality, the kind of energy used and the direction of the power dissipation.

As stated earlier, this tool uses a single language for different physical domains. The language differs from the one used by the savants of a specific field, but it responds to the following characteristics:

- An energy transfer approach which determines the power flow between components
- Analogies between components of different domain
- Power flow can be viewed but also the causality
- A flexibility of the model, it can evolve accordingly to the complexity desired
- A systematic writing of the equations describing the dynamics of the systems

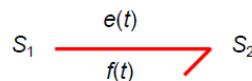


Fig.C.2. Bond graph Base representation

The flexibility of the representation is a key factor for this work. In a bond graph we can adjust the model by adding or removing components accordingly to the hypothesis taken. To adapt the model, we can add resistive elements (R) concerning thermal transfer or hydraulic resistance, C elements for compressibility, thermal capacity or volume storage. Its evolving nature allows the precision increase of the model (adding thermal losses, inertial effects, etc.) without having to restart the analysis once again.

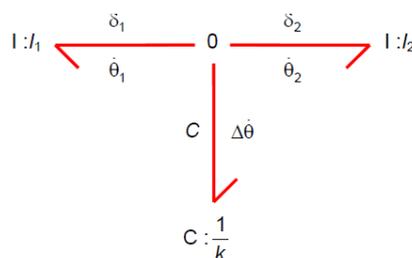


Fig.C.3. Simple Bond Graph Circuit

C.2.2 System Representations

A system can be represented by drawings, graphs, bond graphs, block diagrams and equations. Its representation becomes more abstract from drawings to equations. Bond Graphs can be analogized as circuits for system representations in engineering.

They include elements and constitutive relations which can be used to express the common energy transfer or transform behavior underlying the several physical domains of mechatronic systems in a uniform notation.

C.3 Concepts

The concepts of bond graphs include ports, bonds, elements, variables, constitutive relations and causality. Between two elements, there is always a bond. Every bond has two power variables, one is effort (e), and the other is flow (f) associated with it. Energy can flow through the bond in either direction. Ports are the places where energy transfer happens or occurs.

Bond graphs consist of nine types of elements, they are source of effort (Se), source of flow (Sf), inductor (I), capacitor (C), resistor (R), transformer (TF), gyrator (GY), 0-junction and 1-junction.

Variables in bond graphs include effort, flow, momentum, displacement, power, and energy. The follows are variables and the constitutive relations of bond graphs (Thoma, Karnopp).

Different systems can be represented by the same set of differential equations. These analogies have a physical foundation: the physical concepts are analogous, and consequently, the resulting differential equations are analogous. The physical concepts are based on energy and energy exchange (same as BG). Behavior regarding energy is domain independent. It is the same in all engineering disciplines.

C.3.1 Bond graph elements

Bond graph elements are drawn as letter combinations indicating the type of element. The bond graph elements are the following:

- ✓ **C storage element** for a q -type variable, e.g. capacitor (stores charge), spring (stores displacement).
- ✓ **I storage element** for a p -type variable, e.g. inductor (stores flux linkage), mass (stores momentum).
- ✓ **R resistor** dissipating free energy, e.g. electric resistor, mechanical friction.
- ✓ **Se Sf sources**, e.g. voltage source, gravity (force source), pump (flow source).
- ✓ **TF transformer**, e.g. an electric transformer, toothed wheels, lever.
- ✓ **GY gyrator**, e.g. electromotor, centrifugal pump.
- ✓ **0– and 1–junctions**, for ideal connecting two or more submodels.

C.3.1.1. Storage elements

Storage elements store all kinds of energy. As indicated above, there are two types of storage elements: C–elements and I–elements. The q –type and p –type variables are conserved quantities and are the result of a derivative (or integration) process. They are the state variables of the system.

In C–elements, like a capacitor or spring, the conserved quantity, q , is stored by accumulating the net flow, f , to the storage element. This results in a differential equation.

C.3.1.2. Resistors

Resistors, R–elements, dissipate energy. Examples are dampers, frictions and electric resistors. In real-life mechanical components, friction is always present. Energy from an arbitrary domain flows irreversibly to the thermal domain (and heat is produced). This means that the energy flow towards the resistor is always positive. The constitutive equation is an algebraic relation between the effort and flow (e.g. Ohm’s Law).

If the resistance value can be controlled by an external signal, the resistor is said to be a modulated resistor. An example is a variable resistance: the position of the dial can be changed, and it determines the value of the resistance parameter. If the thermal domain is modeled, the element irreversibly produces thermal energy (heat), the thermal port is drawn as a kind of source of thermal energy. The R becomes an RS.

C.3.1.3. Sources

Sources represent the interaction of a system with its environment. Examples are external forces, voltage and current sources, ideal motors, etc. Depending on the type of the imposed variable, these elements are drawn as Se or Sf.

C.3.1.4. Transformers and Gyrotors

An ideal transformer is represented by TF and no power is stored or dissipated. The transformation can be within the same domain (toothed wheel, lever) or between different domains (electromotor). The transformer ratio is a dimensionless parameter. It is needed to describe both the effort transduction and the flow transduction. If it is not constant, the transformer is a modulated transformer, a MTF.

An ideal gyrator is represented by GY, and, like the transformer, no power is stored or is dissipated. Examples are an electromotor, a pump and a turbine. Real–life gyrators are mostly transducers representing a domain transformation (rotational speed to flow for a pump for example). As for the transformer, a parameter is set to be the gyrator ratio. It describes both equations. Nevertheless, it has a physical dimension, since it is a relation between effort and flow. If it is not constant, the gyrator is a modulated gyrator, a MGY.

Vehicle Thermal Management Control Systems

C.3.1.5. Junctions

Junctions couple two or more elements in a power continuous way: there is no energy storage or dissipation in a junction. Examples are a series connection or a parallel connection in an electrical network, a fixed coupling between parts of a mechanical system.

Two types of junctions exist, 0- and 1-junctions.

The 0-junction represents a node at which all efforts of the connecting bonds are equal.

The 1-junction is the dual form of the 0-junction (roles of effort and flow are exchanged).

The 1-junction represents a node at which all flows of the connecting bonds are equal.

C.3.1.6. Causality

Causality or Causal analysis is the determination of the signal direction of the bonds. The bond is interpreted as a bi-directional signal flow (effort and flux have opposite directions). The result is a causal bond graph. In practice, causal analysis need not be done by hand (bond graph handling software are available).

Dependent on the kind of equations of the elements (derivative or integral), the element ports can impose flow constraints on the bonds. A first constraint is called fixed causality. It's the case when the equations only allow one of the two port variables to be the outgoing variable. This occurs at sources and detectors.



Fig.C.4. Causality representation

When relations exist between the causalities of the different ports of the element we called them constrained causalities. These relations are causal constraints and are not fixed, they are set accordingly to the system layout and elements.

Finally, at the storage elements, the causality determines whether an integration or differentiation will be the case (time as the integration parameter). Integration has preference above a differentiation. This constraint is used for I and C type elements.

Once all the bonds causalities have been assigned, we can built loops and causality paths that can provide additional information of the system (commandability, observability, interacting elements).

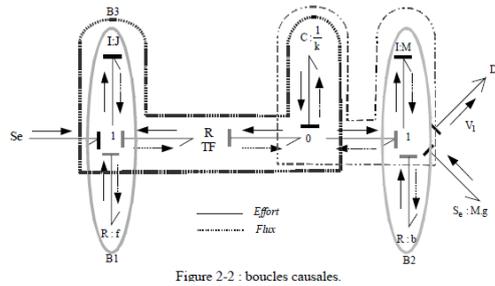


Fig.C.5. Causal paths

C.3.2 Conventional Bond graphs and Pseudo Bond Graphs

C.3.2.1. Introduction

Conventional bond graphs were designed to address systems with energy (mechanical, electrical, magnetic, incompressible fluid) in which all elements are conservative except the resistance, in which energy is dissipated. Usually, in a conventional bond graphs the components work with only one kind of energy, but this research is based on the cooling systems of a truck.

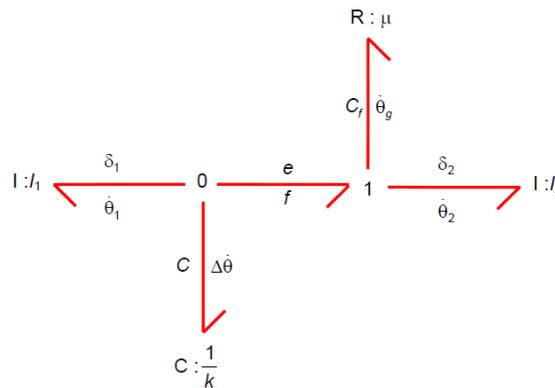


Fig.C.6. Example of a Conventional Bond Graph

However, this is a thermodynamic process in which both the thermal and fluid properties vary. The mutual dependency of these two domains adds complexity to the layout of the system (thermal flow depends on the mass flow from one point to the other). Said complexities contribute to difficulties in understanding and modeling of the process and system.

Several approaches have been researched in what concerns thermal bond graphs. Some of them deal with energy as their true variable (temperature and entropy flow), but a more comprehensive approach can also be used, it includes a thermal form which is not energy (temperature and enthalpy flow or heat flow). Bond graphs that represent thermodynamic effects involve nonconventional elements, since, the First Law of Thermodynamics teaches us that energy is not dissipated; it is converted, so resistance elements do not apply. And the Second Law of Thermodynamics express that thermal energy is only partly convertible to energy. The pseudo bond graphs, as they are called, have the advantage of linear relations between its effort and displacement or flow. But, it is not a

Vehicle Thermal Management Control Systems

true bond graph (the product of its effort and flow is not the energy flux) and therefore it is not compatible with other bond graph elements.

For this work we are accepting the fact that their product is not the power transferred between ports. Although basic principles no longer apply, the basic elements describing physical effects can be idealized and introduced in our layout. Furthermore, the conventional construction of a bond graph from a schematic and, then, the systematic derivation of equations from the bond graph still remain applicable. Their advantage is that modeling of thermodynamic systems may become easier. Nevertheless, the complexity of the models equations could be analyzed but it is not in the scope of the project.

Given that the conceptual starting point for bond graphs is solely the energy exchange between subsystems or components, this approach is suited for multidomain dynamic systems. However, our approach consists in the introduction of two different energy domains (thermal and hydraulic) with power variables and their specific physical quantities in each domain. A uniform description of basic physical process according to the distribution or the storage of energy, and energy conversion is not enough. The uniform representation described for bond graph is used and is reflected by a few elements that are the same in all energy domains: sources, energy storage (C) and resistors. Non-conventional elements are needed for open thermodynamic systems in which mass enters and leaves a control volume carrying momentum and energy (mass flow and enthalpy flow in this work).

C.4 Applied Thermodynamics

C.4.3 Introduction

In thermodynamics, there is a need to differentiate specific properties. An extensive property is one that is directly proportional to the amount of material in the system. They will be defined as follows:

$$H = mh$$

$$U = mu$$

Where h and u are the specific properties. In this case enthalpy and internal energy.

C.4.1 Introduction to Open Systems

In thermodynamic open systems, matter flows in and out of the system boundaries. The first law of thermodynamics for open systems states:

$$\Delta E = Q + W + dE_i - dE_e \quad (C.1)$$

Where dE_i is the energy entering the system and dE_e is the energy leaving the system. Q is the heat added to the system and W is the work done by the system.

Internal Energy (U) is the energy needed to create the system. It is included in the total energy of the system which contains also potential energy (E_p) and kinetic energy (E_c).

Vehicle Thermal Management Control Systems

The kinetic energy is the energy that a system possesses due to its movement at a certain speed. It can be found by the following expression:

$$E_C = \frac{1}{2}mv^2 \quad (C.2)$$

Where m is the mass of the object and v its Speed.

The potential energy depends in the object position in a gravitational field, its formula is:

$$E_p = mgZ \quad (C.3)$$

Where g it's the gravitational force and Z the position.

The energy entering a system can be written as follows :

$$q_{mi} \left(u + \frac{1}{2}v^2 + gZ \right)_i \quad (C.4)$$

A similar expression can be used for the flow exiting

$$q_{me} \left(u + \frac{1}{2}v^2 + gZ \right)_e \quad (C.5)$$

Where u is the internal energy by unit of mass.

Considering, that the flow enters with a Pressure Pi and a specific volume vi, thus the surroundings work in order to inject the flow, this work is defined by:

$$q_{mi}P_iV_i \quad (C.6)$$

The work done for the flow exiting can be defined as:

$$q_{me}P_eV_e \quad (C.7)$$

For a system with a single entry and exit and no heat nor work done, we can write the first law of thermodynamics for an open system as:

$$\Delta E = Q + W + q_{mi} \left(u + PV + \frac{1}{2}v^2 + gZ \right)_i - q_{me} \left(u + PV + \frac{1}{2}v^2 + gZ \right)_e \quad (C.8)$$

If several entries and exits:

$$\Delta E = Q + W + \sum q_{mi} \left(u + PV + \frac{1}{2}v^2 + gZ \right)_i - \sum q_{me} \left(u + PV + \frac{1}{2}v^2 + gZ \right)_e \quad (C.9)$$

From the definition of enthalpy:

$$h = u + PV \quad (C.10)$$

We can assume that the variations of potential and kinetic energies can be neglected. So we have finally:

$$\Delta U = Q + W + \sum \frac{dm_i}{dt} \left(h + \frac{1}{2}v^2 + gZ \right)_i - \sum \frac{dm_e}{dt} \left(h + \frac{1}{2}v^2 + gZ \right)_e \quad (C.11)$$

C.4.2 Conventional Bond Graph

In this part, we will state the equations for a closed system. There's no need of proofing, we will just use the variables present for a conventional BG.

If no mass is transferred between the systems, we refer to a closed system. For infinitesimal changes the first law for closed systems is stated by:

$$dU = \delta Q - \delta W \quad (C.12)$$

If the work is due to a volume expansion by dV at a pressure P than:

$$\delta W = PdV \quad (C.13)$$

For a homogeneous system, in which only reversible processes can take place, the second law of thermodynamics can be applied:

$$\delta Q = TdS \quad (C.14)$$

T is the absolute temperature (K) and S is the entropy of the system. With these relations the fundamental thermodynamic relationship, used to compute changes in internal energy, is expressed as:

$$dU = TdS - PdV \quad (C.15)$$

These equations could be applied if we were using a true Bond Graph. We will be using pseudo BG in which, instead of using the flow of entropy as a flow variable, we will use the flow of enthalpy (h).

C.4.3 Pseudo Bond Graph

C.4.3.1. Enthalpy as a Function of Temperature and Entropy

The enthalpy of a system is defined as:

$$H = U + PV \quad (C.16)$$

Where H is the enthalpy, U is the internal energy, P is the pressure and V is the volume of the system.

The enthalpy can be written as a function dependent on S and P . Here, T is absolute temperature, S is entropy, and the remaining variables have already been described. The fundamental thermodynamic relation remains the First Law of thermodynamics for reversible processes:

$$dU = TdS - PdV \quad (C.17)$$

The product for differentiation to PV is:

$$d(PV) = VdP + PdV \quad (C.18)$$

The equation can be rearranged:

$$-PdV = VdP - d(PV) \quad (C.19)$$

Hence

$$dU = TdS + VdP - d(PV) \quad (C.20)$$

So

$$d(U + PV) = TdS + VdP \quad (C.21)$$

Finally:

$$dH = TdS + VdP \quad (C.22)$$

C.4.3.2. Enthalpy and Heat

In thermodynamics, the increase in enthalpy of a system is exactly equal to the energy added through heat, provided that the system is under constant pressure and that the only work done on the system is expansion work:

$$\Delta H = Q \quad (C.23)$$

Where ΔU is the change in enthalpy and Q is the energy added to the system through heat.

The expansion work is defined as the transfer of energy between the system and its environment through changes in its volume. This type of work does not affect the equation stated previously.

Any other type of work that could be done on the system aside from expansion is called non-mechanical work. If any non-mechanical work takes place then the above equation cannot be used.

Elsewhere, an exact relationship between enthalpy and heat can be derived.

Differentiating the definition of enthalpy, (3.16), we obtain

$$dH = dU + PdV + VdP \quad (C.24)$$

According to the first law of thermodynamics,

$$dU = \delta Q + \delta W + \delta W' \quad (C.25)$$

We can neglect the non-mechanical work, so

$$dH = \delta Q + PdV + VdP \quad (C.26)$$

Where dW is the infinitesimal amount of energy added to the system through expansion work, dW' is the infinitesimal amount of energy added to the system through any means other than heat or expansion work.

Because the energy added to the system through expansion work is given by (C.13); the resulting equation is

$$dH = \delta Q + VdP \quad (C.27)$$

Vehicle Thermal Management Control Systems

For an open system with multiple entries and exist, the following equation can also be applied

$$dH = \delta Q + VdP + \sum q_{mi} \left(h + \frac{1}{2}v^2 + gZ \right)_i - \sum q_{me} \left(h + \frac{1}{2}v^2 + gZ \right)_e \quad (C.28)$$

Assuming that Kinetic and Potential energy can be neglected (small difference in speed and position):

$$dH = \delta Q + VdP + \sum \frac{dm_i}{dt} h_i - \sum \frac{dm_e}{dt} h_e \quad (C.29)$$

By the definition of heat capacity at a constant pressure:

$$c_p = \left(\frac{\delta Q}{\delta T} \right)_p = \left(\frac{\delta H}{\delta T} \right)_p \quad (C.30)$$

And

$$h = c_p T \quad (C.31)$$

C.4.3.3. Multiport Elements

As mentioned in the previous paragraph, nonconventional elements will be used while describing the cooling system. A Bond Graph is based on multi-port elements connected by one- or multi-bonds represented by oriented half arrows. Each bond represents a set of power variables, the effort variables and the flow variables. For this thesis the flow represented on the components for both domains are mass flow and enthalpy flow and the related effort fluxes are Pressure and Temperature respectively.

We will use two multiport components that are able to handle both domains: R a resistive element and C the capacitive element is associated with the accumulation of the energy. The R element will combine the hydraulic losses (friction and pressure losses) and the thermal losses. And regarding the C elements, they will represent the accumulation of thermal energy in the engine for example, but also the volume storage. The defining equations will be chosen accordingly to the component studied.



Fig.C.7. R and C multiport Elements

C.5 Bond graph Layout

C.5.1 Basic Configuration Circuit Word Bond Graph

A word BG is presented of a basic cooling system. Its components are a radiator, an expansion tank, a coolant pump, an oil cooler, the engine itself and a thermostat valve. The interactions with the oil system and environment are also represented. Furthermore, since two domains coexist, two

Vehicle Thermal Management Control Systems

variables of flow and effort are introduced: pressure and mass flow for the hydraulic dynamics, and temperature and enthalpy flow for the thermal study.

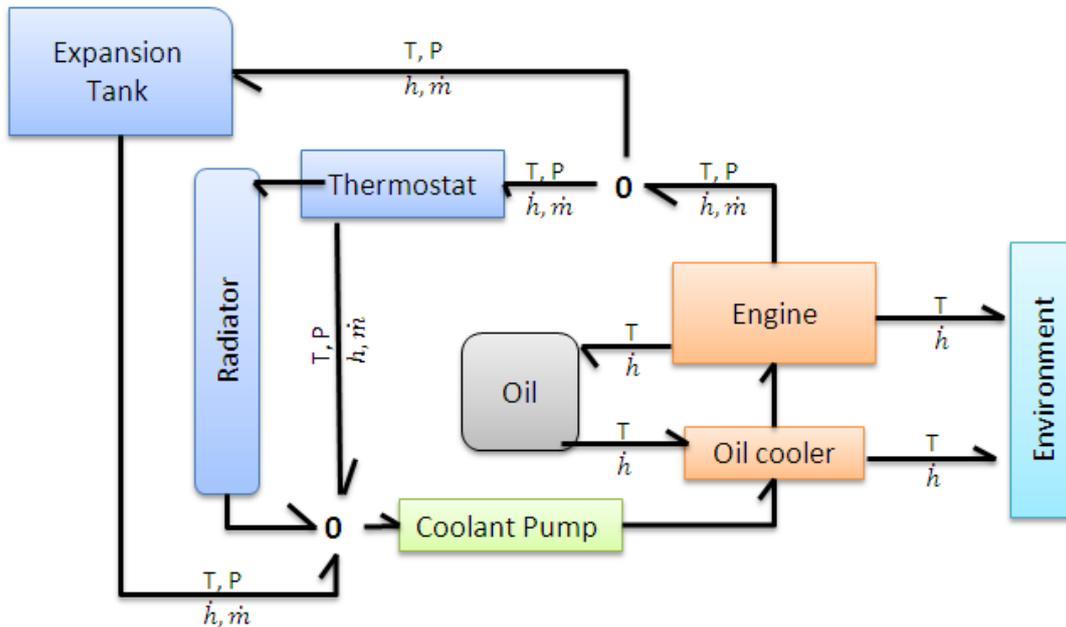


Fig.C.8. Word Bond graph of a basic Cooling system

The variables to be used for the bond graph are:

- ✓ Temperature (T [K])
- ✓ Pressure (P [Pa])
- ✓ Mass flow (q_m [kg/s])
- ✓ Enthalpy flow (q_h , [kJ/s])

Where:

$$q_m = \dot{m} = \frac{dm}{dt} \quad (C.32)$$

$$q_h = \dot{m}h = q_m c_p T \quad (C.33)$$

C.5.2 Components

C.5.2.1. Connecting pipes

The cooling system is responsible of regulating the temperature of several components. Some of them are connected in series (share the same flow) or in some cases a separate branch of fluid is supplied. The Bond graph representation of said system is the following:

Vehicle Thermal Management Control Systems

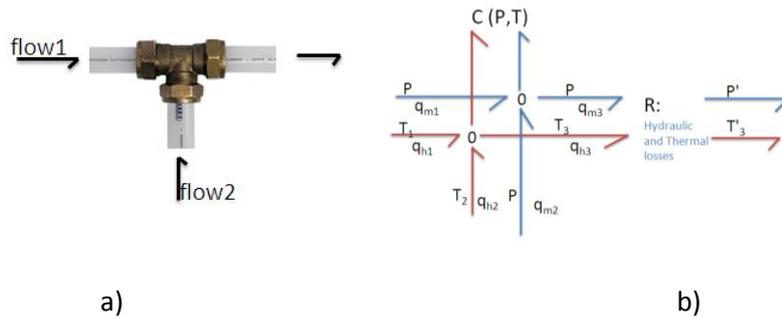


Fig.C.9. a) Physical connecting Pipe system, b) BG model of the physical model

The C element represents the dynamics of the mixing of two fluids at different temperatures. The R element represents the hydraulic and thermal losses in the circuit.

C.5.2.2. Coolant Pump

The coolant pump is represented by two modulated flow sources. In the hydraulic domain, the flow is modulated by the pump's rotational speed which is proportional to the engine rpms. In the thermal domain, the source requires two parameters, the temperature of the fluid, and the mass flow, in order to calculate the equivalent heat flow added. The coolant pump is the responsible of coolant flow through the whole system, its BG representation is:

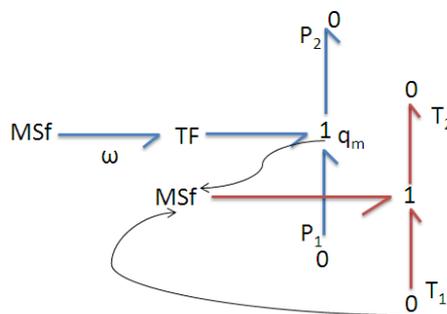


Fig.C.10. Coolant Pump BG model

C.5.2.3. Expansion Tank

The expansion tank is an important part of the cooling system since it regulates the pressure in the whole system. Thus protecting the systems components (pipes and hoses mainly). It also allows the degasification of the system and the expansion of the fluid.

5.2.1.1. Pressure cap description

Two valves are embedded in the tank; one to release the pressure and one to allow air to enter in order to keep the pressure above a certain level (counteract the mass loss). They have similar dynamics:

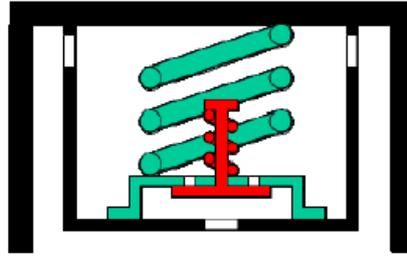


Fig.C.11. Expansion Tank Cap design.

According to Newton's Second Law:

$$\sum F = 0 \tag{C.34}$$

So

$$T_0 + k\Delta x - P_v A = 0 \tag{C.35}$$

Where T_0 is the set value of the force applied by the spring (enables the regulation to 0,7 bars gauge), P_v is the pressure inside the tank, and $k\Delta x$ is the force of the spring.

For the second spring we have similar dynamics:

$$-T'_0 - k'\Delta x' + P_v A = 0 \tag{C.36}$$

5.2.1.2. Flow due to the relief valves

Once the constraint is vanquished we will assume a full opening of the valve. The final equation for the non-choked (i.e., sub-sonic) flow of ideal gases through an orifice:

$$\dot{m} = CA \sqrt{2\rho_1 P_1 \left(\frac{k}{k-1}\right) \left[\left(\frac{P_1}{P_2}\right)^{2/k} - \left(\frac{P_1}{P_2}\right)^{(k+1)/k} \right]} \tag{C.37}$$

Where k is the specific heat ratio (c_p/c_v), m is the mass flow rate, C is the orifice flow coefficient, and A is the cross-sectional area of the orifice hole, ρ is the upstream real gas density, P_1 is the upstream gas pressure and P_2 downstream pressure. This equation applies if only gas (no liquid molecules) is flowing.

C.5.2.4. Heat generating or dissipating components

This is the basic design for the heat exchangers.

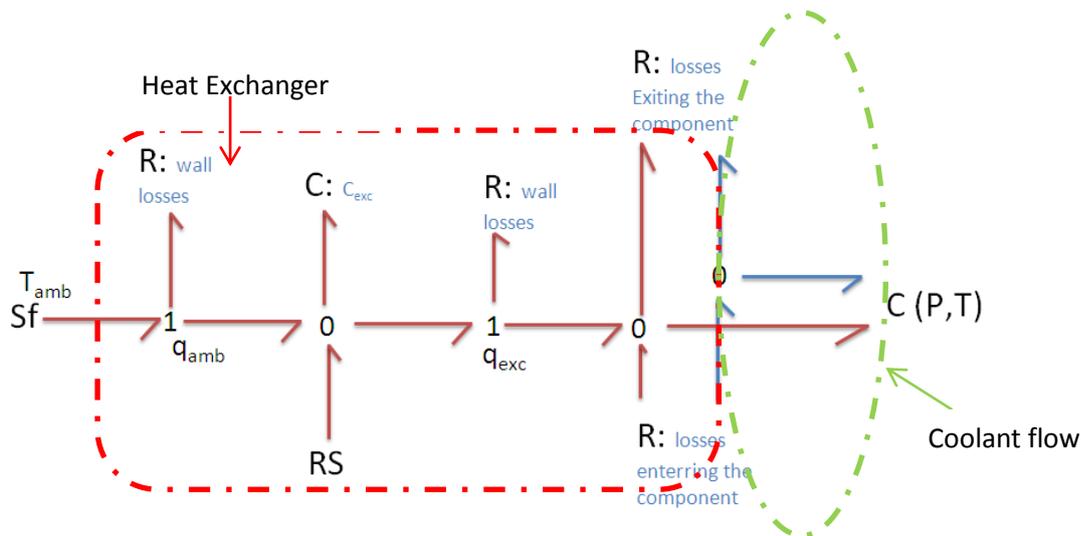


Fig.C.12. Heat Exchanger BG type model

Several phenomenons are represented but they could be neglected according to the hypothesis taken. First of all, losses (hydraulic and thermal) are represented for entering and exiting the exchanger. Energy storage is defined as possible for the exchanger. Losses in the contact surfaces and to the ambient are noted.

A C element, completely thermal, is used to explain the inner dynamics of the exchanger. It could represent the heat storage of the materials. Finally a RS element is used to represent the heat source, for the engine it could represent the mechanical heat due to friction and combustion.

C.5.2.5. Hydraulic Retarder

The retarder is an additional brake supplementing the rest of the brake system in the vehicle. The component is mounted at the gearbox. It is activated via a control lever in the cabin of the vehicle.

Working Principle

The retarder uses a hydrodynamic principle to bring out braking torque. Oil is pressed into a package consisting of a rotor and a stator. The rotor is engaged to the output shaft of the gearbox via a gear with a ratio. Depending on pressure and speed different amount of oil will be pressed into the rotor/stator-package. Rotating the rotor in the stator when the package is partly or totally filled with oil will create a breaking torque. When this braking torque appears, kinetic energy from the output shaft and by that propeller shaft and rear axles are transformed into heat.

- Deactivated retarder (no brake torque): When no brake torque is requested the control valve is closed and no oil is pressed into the hydrodynamic unit.
- Activated retarder (full brake torque): When brake torque is requested the control valve pressurize the oil sump and oil is pressed in to the hydrodynamic unit which will cause brake torque.

Vehicle Thermal Management Control Systems

Heat Exchanger

To take care of the heat when braking takes place the retarder has a heat exchanger that is connected to the vehicle cooling system. The retarder heat exchanger has a separate gearbox oil circuit when installed on the SMT gearbox. This gearbox cooler variant is called TC-RWO (Transmission Cooler – Retarder Water Oil).

The basic layout for the heat exchanger will be used for this component (oil to coolant heat exchanger).

C.5.2.6. Thermostat

The cooling system is equipped with a thermostat that controls the amount of coolant flow rate to the radiator. If the engine is cold the thermostat regulates all of the coolant to go directly from the engine block to the intake of the pump. This increases the rate of heating of the engine and decreases the emissions immediately after starting the engine (warm up strategy, a similar design is used in the oil circuit).

When the engine has reached its working temperature the thermostat opens and allows some of the coolant to run through the radiator. The thermostat makes sure that a proper temperature is maintained in the system by dividing the flow, either sending all the flow to the radiator, or directly to the pump or a combination of both.

The parameter that determines the thermostat's opening is the temperature of the coolant. When the coolant reaches adequate temperature (80° - 82°C) a core of wax inside the thermostat melts. The wax increases in volume as it melts and pushes a rod in the thermostat that opens up for the coolant to reach the radiator. It will be modeled as a restriction valve.

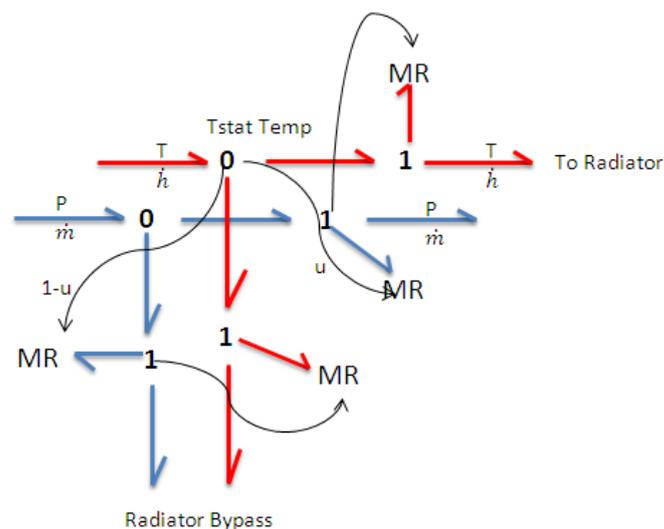


Fig.C.13. Thermostat

D. References.

- [1] Al-Jarrah, A., Salah, M. and Al-Tamini, A., "Fuzzy Logic Control Design for Advanced Vehicle Thermal Management Systems", Proceedings of the IASTED International Conference Control and Application, 2011.
- [2] Al Tamini, A., Salah, M. and Al-Jarrah, A., "Neural Network-based Optimal Control for Advanced Vehicular Thermal Management Systems", SAE paper no. 2011-01-2184, 2011.
- [3] Allen, D. and Lasecki, M., "Thermal Management Evolution and Controlled Coolant Flow", SAE paper no. 2001-01-1732, 2001.
- [4] Ap, N., "Electric Vehicle Cooling System. Comparison of Ethylene Glycol-water and Fluorinet FC72", SAE paper no. 980430, 1998.
- [5] Ap, N., Guerrero, P. and Jouanny, P., "Influence of Fan System Electric Power on the Heat Performance of Engine Cooling Module", SAE paper no. 2003-01-0275, 2003.
- [6] Ap, N.; Jouanny, P.; Potier, M. & Genoist, J. "UltimateCooling(tm) System for New Generation of Vehicle" SAE paper no. 2005-01-2005, 2005.
- [7] Arici, O., Johnson, J. and Kulkarni, A., "The Vehicle Engine Cooling System Simulation Part 1 - Model Development", SAE paper no. 1999-01-0240, 1999
- [8] Aurora, C., Magni, L., Scattolini, R., Colombo, P., Pretolani, F. and Villa, G., "Predictive Control of Thermal Power Plants", International Journal of Robust and Nonlinear Control, No. 14, p 415-433, 2004.
- [9] Aziz, A., Siregar, P., Nazaruddin, Y., and Bindar, Y., "Improving the Performance of Temperature Model of Economizer Using Bond Graph and Genetic Algorithm", International Journal of Engineering & Technology IJET-IJENS Vol: 12 No: 01 p57-61, Feb 2012.
- [10] Bhat, N., Joshi, S., Shiozaki, K., Ogasawara, M., Yamada, M. and Somu, S., "Adaptive Control of an Externally Controlled Engine Cooling Fan-Drive", SAE paper no. 2006-01-1036, 2006.
- [11] Bennion, K. and Thornton, M., "Integrated Vehicle Thermal Management for Advanced Vehicle Propulsion Technologies", SAE paper no. 2010-01-0836, 2010.
- [12] Brown, F., "Bond Graph Modeling and Simulation of Thermodynamic Systems", Plenary Session, 2007 ICBGM.
- [13] Buford, K., Williams, J. and Simonini, M., "Determining Most Energy Efficient Cooling Control Strategy of a Rechargeable Energy Storage System", SAE paper no. 2011-01-0893, 2011.
- [14] Busson, F., « Les Bond Graphs Multiénergies pour la Modélisation et la Surveillance en Génie Des Procédés », Phd Thesis at Université des Sciences et Technologies de Lille, December 2002.

Vehicle Thermal Management Control Systems

- [15] Chalgren, R., "Thermal Comfort and Engine Warm-Up Optimization of a Low-Flow Advanced Thermal Management System", SAE paper no. 2004-01-0047, 2004.
- [16] Chalgren, R. and Allen, D. "Light Duty Diesel Advanced Thermal Management", SAE paper no. 2005-01-2020, 2005.
- [17] Chalgren, R. and Barron, L., "Development and Verification of a Heavy Duty 42/14V Electric Powertrain Cooling System", SAE paper no. 2003-01-3416, 2003.
- [18] Chalgren, R., Barron, L. and Bjork, D. "A Controllable Water Cooled Charge Air Cooler (WCCAC) for Diesel Trucks", SAE paper no. 2004-01-2614, 2004.
- [19] Chalgren, R. and Tracsyk, T., "Advanced Secondary Cooling System for light trucks", SAE paper no. 2005-01-1380, 2005.
- [20] Chanfreau, M., Gessier, B., Farkh, A. and Geels, P. Y., "The Need for an Electric Water Valve in a Thermal Management Intelligent System", SAE paper no. 2003-01-0274, 2003.
- [21] Chanfreau, M., Joseph, A., Butler, D. and Swiatek, R., "Advanced Engine Cooling Thermal Management System on a Dual Voltage 42V-14V Minivan", SAE paper no. 2001-01-1742, 2001.
- [22] Charmantray, C., Campoussin, J. and Yu, R., "Coupling Nodal and Multizone Combustion Models to Describe Thermal Diesel Engine Behavior", SAE paper no. 2008-01-0845, 2008.
- [23] Chastain, J. and Wagner, J., "Advanced Thermal Management for Internal Combustion Engines- Valve Design, Component Testing and Block Redesign", SAE paper no. 2006-01-1232, 2006.
- [24] Chiang, M. and Fu, C., "Adaptative Robust Control for Nonlinear HVAC System", IEEE international conference on Systems, Man, and Cybernetics, October 8-11, 2006, Taipei, Taiwan.
- [25] Choi, K., Kim, H., Cho, W. and Lee, K., "Investigation of Emission Reduction Effect by Controlling Cooling System in a Diesel Engine", SAE paper no. 2007-01-4064, 2007.
- [26] Choi, K., Kim, K. and Lee, K., "Effect of New Cooling System in a Diesel Engine on Engine Performance and Emission Characteristics", SAE paper no. 2009-01-0177, 2009.
- [27] Choi, S.; Yu, W.; Hull, J.; Zhang, Z. & Lockwood, F., "Nanofluids for Vehicle Thermal Management", SAE paper no. 2001-01-1706, 2001
- [28] Choukroun, A. & Chanfreau, M. "Automatic Control of Electronics Actuators for an Optimized Engine Cooling Thermal Management", SAE paper no. 2001-01-1758, 2001.
- [29] Cipollone, R. and Villante, C., "A fully Transient Model for Advanced Engine Thermal Management", SAE paper no. 2005-01-2059, 2005.
- [30] Cortona, E. & Onder, C. "Engine Thermal Management with Electric Cooling Pump", SAE paper no. 2000-01-0965, 2000.

Vehicle Thermal Management Control Systems

- [31]Deur, J., Pavkovi,D., Peri, N., Jansz, M. and Hrovat, D., “An Adaptative Nonlinear Strategy of Electronic Throttle Control”, SAE paper no. 2004-01-0897, 2004.
- [32]Donn, C., Zulehner, W., Ghebru, D., Spicher, U. and Honzen, M., “Experimental Heat Flux Analysis of an Automotive Diesel Engine in Steady-State Operation and During Warm-up”, SAE paper no. 2011-24-0067, 2011.
- [33]Eberth, J., Wagner, J., Afshar, B. and Foster, R., “Modeling and Validation of Automotive “Smart” Thermal Management System Architectures”, SAE paper no. 2004-01-0048, 2001.
- [34]Feng, K., Yuhua, Z., Xiaoguang, X and Xigeng, S., “Adaptive PID Controller for Idle Mode of an SI Engine”, SAE paper no. 2006-32-0010, 2006.
- [35]Fritz, P., Selembo, P., Pellet, R., Yavuzkurt, S. and Vaidya, N., “Heat Exchange Characteristics of Silicate and Carboxylate-Based Coolants in Air Cooled Engine Parts”, SAE paper no. 2001-01-1185, 2001.
- [36]Fulton, J., Repple, W., Atschreiter, F., Alberer, D. and Bruckner, M. “Efficient Controllable Variable Flow (CVF) Cooling System for Modern Engines”, SAE paper no. 2008-01-2766, 2008.
- [37]Garnier, C., Dinescu,D., Belletre, J., Tazerout, M., Haller, R., Hamery, B. and Guyonvarch,G., “Numerical Study of Heat losses in Automotive Engines during Cold Starts. Application to Prediction of Thermal Deficit”, SAE paper no. 2005-01-2039, 2005.
- [38]Gattei, L., Rossi, R. and Cardeli, E., “A Numerical Simulation Tool for Automotive Cooling System Design”, SAE paper no.2008-01-0398, 2008.
- [39] Gawthrop, P. “Thermal Modeling using Mixed Energy and Pseudo Bond Graphs”, Course at University of Glasgow, 1998.
- [40]Gross, O. and Clark, S., “Optimizing Electric Vehicle Battery Life through Battery Thermal Management”, SAE paper no. 2011-01-1370, 2011.
- [41]Gubbiotti, E.; de Andrade, P. & de Carvalho Meira, J. L. “Electric Water Pump for Engine Cooling” SAE paper no. 2007-01-2785, 2007.
- [42]Gubbiotti, E., de Carvalho, J. and de Andrade, P., “Electric Valve for Coolant Temperature Control (TCV)”, SAE paper no. 2007-01-2791, 2007.
- [43]Haber, B., “A Robust Control Approach on Diesel Engines with Dual-Loop Exhaust Gas Recirculation Systems”, The Ohio State University Master Thesis, 2010.
- [44]Henry,R., Koo, J. and Richter, C., “Model Development, Simulation and Validation, of Power Train Cooling System for a Truck Application”, SAE paper no. 2001-01-1731, 2001.
- [45]Hnatzuk, W.; Lasecki, M.; Bishop, J. & Goodell, J. “Parasitic Loss Reduction for 21st Century Trucks”, SAE paper no. 2000-01-3423, 2000.

Vehicle Thermal Management Control Systems

- [46] Homitz, J.; Scaringe, P.; Cole, G.; Fleming, A. & Michalak, T. "Comparative Analysis of Thermal Management Architectures to Address Evolving Thermal Requirements of Aircraft Systems" SAE paper no. 2008-01-2905, 2008.
- [47] Hughes, C., Mitts, C., Jacquelin, F. and Wiseman, M., "Heavy Duty Truck Cooling System Design Using Co-Simulation", SAE paper no. 2001-01-1707, 2001.
- [48] Hughes, C. and Wiseman, M., "Feasibility of Intelligent Control Strategies to Reduce Cooling System Size", SAE paper no. 2001-01-1759, 2001.
- [49] Jih, E., Chen, K., Abraham, T. and Siddapureddy, V., "Thermal Management for the HEV Liquid-Cooled Electric Machine", SAE paper no. 2001-01-1713, 2001.
- [50] Jin, H. and Choi, S., "Sliding Sector Mode Control with Linear Parameter Varying Diesel Engine Model", SAE paper no. 2011-01-0696, 2011.
- [51] Jokar, A., Hosni, M. and Eckels, S., "New Generation Integrated Automotive Thermal System", SAE paper no. 2005-01-3476, 2005.
- [52] Kawamoto, N., Naiki, K., Kawai, T., Shikida, T. and Tomatsuri, M., "Development of New 1.8-Liter Engine for Hybrid Vehicles", SAE paper no. 2009-01-1061, 2009.
- [53] Klopstein, S., Lauer, S. and Maasen, F., "Interpretation Tools and Concepts for the Heat Management in the Drive Train of the Future", SAE paper no. 2011-01-0650, 2011.
- [54] Kluger, M. and Harris, J., "Fuel Economy Benefits of Electric and Hydraulic Off Engine Accessories", SAE paper no. 2007-01-0268, 2007.
- [55] Koch, F. and Haubner, F., "Cooling System Development and Optimization for DI Engines", SAE paper no. 2000-01-0283, 2000.
- [56] Kraft, R., Wolf, A. and Faller, W., "Electromagnetic Water Pump Clutch: Working Principle, Design Strategies and Applications for Heavy-Duty Vehicles", SAE International, 2007.
- [57] Kumar, R., Zheng, M., Asad, U. and Reader, G., "Heat Release Based Adaptive Control to Improve Lox Temperature Diesel Engine Combustion", SAE paper no. 2007-01-0771, 2007.
- [58] Lang, g., Kitanoski, F. and Kussmann, C., "Principal Aspects and Simulation of a Hybrid Demonstrator Vehicle's Cooling System", SAE paper no. 2007-01-3483, 2007.
- [59] Lee, K.; Lee, J. & Koo, B. "Development of a Continuously Variable Speed Viscous Fan Clutch for Engine Cooling" System SAE paper no. 980838, 1998.
- [60] Lee, J., Ohn, H., Choi, J., Kim, S., and Min, B., "Development of Effective Exhaust gas Heat Recovery for a Hybrid Electric Vehicle", SAE paper no. 2001-01-1171, 2011.
- [61] Lehner, C., Parker, G., Arici, O. and Johnson, J., "Design and Development of a Model based Feedback Controlled Cooling System for Heavy Duty Diesel Truck Application Using a Vehicle Engine Cooling System Simulation", SAE paper no. 2001-01-0336, 2001.

Vehicle Thermal Management Control Systems

- [62]Luptowski, B, Adekeye, D. and Straten, T., "Coupled Engine/Cooling System Simulation and its Application to Engine Warm-up", SAE paper no. 2005-01-2037, 2005.
- [63]Luptowski, B., Arici, O., Johnson, J. and Parker, G., "Development of the Enhanced Vehicle and Engine Cooling System Simulation and Application to Active Cooling Control", SAE paper no. 2005-01-0697, 2005.
- [64]McKinley, T. and Alleyne, A., "Real-Time Modeling of Liquid Cooling Networks in Vehicle Thermal Management Systems," , SAE paper no. 2008-01-0386, 2008.
- [65]Melzer, F., Hesse, U., Rocklage, G. and Schmitt, M., "Thermomanagement", SAE paper no. 1999-01-0238, 1999.
- [66]Mitchell, T., Salah,M., Wagner, J. and Dawson, D., "Automotive Thermostat Valve Configurations for Enhanced Warm-Up Condition Performance – Control, Testing, and Observations", submission to the ASME Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control, 2008.
- [67]Miyachi, E.; Ishiguro, M. & Katsuyoshi, M., "Development of Electric Oil Pump", SAE paper no. 2006-01-1595, 2006.
- [68]Morgan, T., "The Modeling of Internal Combustion Engine Thermal Systems and Behaviour", The University of Nottingham Ph.D. Thesis, June 2003.
- [69] Mueller, T., Helmut, H., Krebs, W., Smith, S., and Koenigstein, A., "Thermal Management on Small gasoline Engines", SAE paper no. 2011-01-0314, 2011.
- [70]Nguyen, B., Ngo, H. and Ryu, J., "Novel Robust Control Algorithm of DC Motors", the 6th International Conference on Ubiquitous Robots and Ambient Intelligence, URAI 2009.
- [71]Niwa, S., Kajitani, M., Sagimori, K. and Nakajima, K., "Development of Coordinated Algorithm of EGR and Boost Pressure based on the adaptive Sliding mode Control", SAE paper no. 2008-01-0996, 2008.
- [72] Oldenburg, S., Siekkinen, A., Darlington, T. and Baldwin, R., "Optimized Nanofluid coolants for Spacecraft Thermal Control Systems", SAE paper no. 2007-01-3128, 2007.
- [73]Ormerod, J. and Fussey, P., "Development of a Control System for a Mild Hybrid Vehicle", IFAC 2001.
- [74]Page, R., Bedogne, R., Steinmetz, T. and Bryant, A., "A "Mini-Hybrid" Transit Bus with Electrified Cooling System", SAE paper no. 2006-01-3475, 2006.
- [75]Page, R., Hnatzuk, W. and Kozirowski, J., "Thermal Management for the 21st Century- Improved Thermal Control & Fuel economy in an Army Medium Tactical Vehicle", SAE paper no. 2005-01-2068, 2005.
- [76]Park, C., Zuo, J., Rogers, P. and Perez, J., "Two-Phase Flow Cooling for Vehicle Thermal Management", SAE paper no. 2005-01-1769, 2005.

Vehicle Thermal Management Control Systems

- [77]Park, C. and Jaura, A., "Thermal Analysis of Cooling System in Hybrid Electric Vehicles", SAE paper no. 2002-01-0710, 2002.
- [78]Park, S. and Jung, D., "Numerical Modeling and Simulation of the Vehicle Cooling System for a Heavy Duty Series Hybrid Electric", Vehicle SAE paper no. 2008-01-2421, 2008.
- [79]Pfeiffer, J. and Hedrick, J., "Nonlinear Algorithms for Simultaneous Speed tracking and Air-fuel ratio Control in an Automobile Engine", SAE paper no. 1999-01-0547, 1999.
- [80]Pirotais, F., Belletre, J., Le Corre, O., Tazerout, M., De Pelsemeaker, G. and Guyonvarch, G., "A Diesel Engine Thermal Transient Simulation: Coupling Between a Combustion Model and a Thermal Model", SAE paper no. 2003-01-0224, 2003.
- [81]Redfield, J.; Surampudi, B.; Ray, G.; Montemayor, A.; McKee, H.; Edwards, T. & Lasecki, M. "Accessory Electrification in Class 8 Tractors", SAE paper no. 2006-01-0215, 2006.
- [82]Roy, D., El Khoury, K., Clodic, D. and Petijean, C., "Modeling of In-Vehicle Heat Transfers Using Zonal Approach", SAE paper no. 2001-01-1333, 2001.
- [83]Revereault, P., Rouaud, C. and Marchi, A., "Fuel Economy and Cabin Heating Improvements Thanks to Thermal Management Solutions Installed in a Diesel Hybrid Electric Vehicle", SAE paper no. 2010-01-0800, 2010.
- [84]Salah, M., Mitchell, T., Wagner, J. and Dawson, D., "Nonlinear-Control Strategy for Advanced Vehicle Thermal-Management Systems", IEEE Transaction on Vehicular Technology, Vol. 57, no.1, 2008.
- [85]Salah, M., Mitchell, T., Wagner, J. and Dawson, D., "Multiple Cooling Loops in Advanced Vehicle Thermal Management Systems", IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, June 2007.
- [86]Sangeorzan, B., Barber, E. and Hinds, B., "Development of a One-Dimensional Engine Thermal Management Model to Predict Piston and Oil Temperature", SAE paper no. 2011-01-0647, 2011.
- [87]Saxena, A. and Prasad, G., "Analytical Modeling and Simulation of Auxiliary Cooling System of Hybrid Electric Vehicle for Improving System Performance", SAE paper no. 2010-01-1926, 2010.
- [88]Scott, T. C. & Xie, Z. "Viscous Fan Drive Model for Robust Cooling Air Flow Simulation", SAE International, 2007.
- [89]Semel, R., "Fuel economy Improvements Through Improved Automatic Transmission Warm-up – Stand Alone Oil to Air (OTA) Transmission Cooling Strategy with Thermostatic Cold Flow Bypass Valve", SAE paper no. 2001-01-1760, 2001.
- [90]Setlur, P., Wagner, J., Dawson, D., and Chen, J., "Nonlinear Controller for Automotive Thermal Management Systems", proceedings of the 2003 American Control Conference, Denver, Colorado, 2003.

Vehicle Thermal Management Control Systems

- [91]Setlur, P., Wagner, J., Dawson, D., and Marotta, E., "An Advanced Engine Thermal Management System: Nonlinear Control and Test", IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, VOL. 10 no.2, April 2005.
- [92]Teng, H. A, "Thermal Energy Operated Heating/Cooling System for Buses", SAE paper no. 2010-01-0804, 2010.
- [93]Turnbull, P., Kuo, J., Schultz, R. and Turner, B., "Thermal Analysis of an Electric Machine for a Hybrid Vehicle", SAE paper no. 2004-01-0565, 2004.
- [94]Ueno, M., Akazaki, S., Yasui, Y. and Iwaki, Y., "A Quick Warm-up System During Engine Start-up Period Using Adaptative Control of Intake Air and Ignition Timing", SAE paper no. 2000-01-0551, 2000.
- [95]Uhl, B., Brotz, F., Fauser, J. and Krüger, U., "Development of Engine Cooling Systems by Coupling CFD Simulation and Heat Exchanger Analysis Programs", SAE paper no. 2001-01-1695, 2001.
- [96] Vaidya, V. and Patidar, A., "Feed Forward and Integral Control of an EGR Valve", SAE paper no. 2011-01-0689, 2011.
- [97]Wambsganss, M., "Thermal Management Concepts for Higher-Efficiency Vehicles", SAE paper no. 1999-01-2240, 1999.
- [98]Wagner, J., Paradis, I., Marotta, E., and Dawson, D., "Enhanced Automotive Engine Cooling Systems – A mechatronics approach", International Journal of Vehicle Design, vol. 28, nos. 1/2/3, pp 214-240, 2002.
- [99]Wagner, J., Srinivsan, V., Marotta, E., and Dawson, D., "Smart Thermostat and Coolant Pump Control for Engine Management Systems", SAE paper no. 2003-01-0272, 2003.
- [100]Wagner, J., Ghone, M., Marotta, E., and Dawson, D., "Coolant Flow Control Strategies for Automotive Thermal Management Systems", SAE paper no. 2002-01-0713, 2002.
- [101]Wagner, J., Paradis, I. and Marotta, E., "Thermal Modeling of Engine Components for Temperature Prediction and Fluid Flow Regulation", SAE paper no. 2001-01-1014, 2001.
- [102]Williams, M., Muley, A., Bolla, J. and Strumph, H., "Advanced Heat exchanger Technology for Aerospace Applications", SAE paper no. 2008-01-2903, 2008.
- [103]Xu, Z., Johnson, J., and Chiang E., "A Simulation Study of a Computer Controlled Cooling System for a Diesel Powered Truck", SAE paper no. 841711, 1984.
- [104]Yang, H., "Self Tuning of Nonlinear Robust Controls for Automotive Valves with Repetitive Actuations", SAE paper no. 2009-01-1016, 2009.
- [105]Yokoyama, A., Osaka, T., Imanishi, Y. and Sekiya, S., "Thermal Management system for Electric Vehicles", SAE paper no. 2011-01-1336, 2011.

Vehicle Thermal Management Control Systems

[106]Yoo, K., Simpson, K., Bell, M. and Majkowski, S., "An Engine Coolant Temperature Model and Application for Cooling System Diagnosis", SAE paper no. 2000-01-0939, 2000.

[107]Gunter, L., Nalim, M., "Dynamic performance of conventional and electrically activated engine thermostats", Proceedings ASME Internal Combustion Engine Division Conference, Philadelphia, PA, April 2001.

D.1.1 On-line article:

[108]BBC Research, "The Market for Thermal Management Technologies" September 2011, <http://www.bccresearch.com/report/thermal-management-technologies-market-smc024g.html>

[109]Wilson, J., "Electronic thermal management is heading to the wall".

D.1.2 Patents

[110]Claypole, G., Kabel, K. and Major, G., "Temperature Control of a Vehicle Battery", Publication number: US 2011/0091750 A1, Company: GM Global Technologies Inc. Filing date: Oct 21, 2009.

[111]Drozd, P., Gettel, L., Brown, D. and Simmonds, S., "Battery Thermal Management System", Publication number: US 2008/0280192 A1, Company: Advanced Lithium Power Inc., Filing date: Feb 11, 2008.

[112]Güthler, D., Traub, M. and Wünsche, M., "Cooling system for diesel engine of lorry, has controller designed to determine operating parameter from group of operating parameters under consideration of measurement parameter, so as to lead to minimum fuel consumption of engine", Patent Number: DE102008014518A Company: DAIMLER AG, Filing date: 2009.

[113]Joyce, S., Whelan, C., Gouldson, I., Bush, C. and Henderson, N., "Engine thermal management for internal combustion engine", Patent number: 6745726, Company: Visteon Global Technologies, Filing date: Jul 29, 2002.

[114]Liederman, K., Vint, M., Bejster, J. and Piccirilli, D., "Vehicle engine cooling system with variable speed water pump" Patent number: 6668766, Company: Visteon Global Technologies, Filing date: Jul 22, 2002.

[115]Schaal, H., "IC engine cooling installation with engine-driven pump - has electrically driven second pump with external line contg. two thermostatic valves", Patent Number: DE4131357C, Company: Mercedes Benz Aktiengesellschaft, filling date: 1992.

[116] Tryon B., "Hybrid Electric Vehicle Energy Management System ", Publication number: US 2005/0228553 A1, Company: Williams International CO L.L.C., Filing date: Mar 30, 2004.

**Stratégie d'alimentation des systèmes-sur-puce numérique
basse consommation**

Rapport 1^{ère} année

Thomas SOUVIGNET

Directeur de thèse : Bruno ALLARD

6 juillet 2012

Table des matières

1	Introduction	1
1.1	Le système numérique	1
1.2	Stratégie d'alimentation : un réel défi	3
1.3	Problématique	4
2	État de l'art	7
2.1	Consommation et performance des circuits numériques	7
2.1.1	Consommation dynamique	7
2.1.2	Consommation statique	8
2.1.3	Le facteur technologique	9
2.2	Architecture et méthode d'alimentation des SoC basse consommation	9
2.2.1	Clock gating	10
2.2.2	Power gating	10
2.2.2.1	Dispositif de contrôle	10
2.2.2.2	<i>Fine grain vs coarse grain</i>	11
2.2.2.3	<i>Ring vs grid</i>	11
2.2.3	Multi alimentation	12
2.2.3.1	Partitionnement du système	13
2.2.3.2	Adaptation dynamique de la tension et de la fréquence	13
2.2.3.3	Rétention	15
2.2.4	Multi V_t	15
2.2.4.1	Logique multi- V_t	15
2.2.4.2	Modulation de V_t	15
2.2.5	Mode et séquence de fonctionnement	16
2.3	La conversion DC-DC	16
2.3.1	Régulateur linéaire	16
2.3.2	Alimentation à découpage inductif	17
2.3.3	Convertisseurs à capacités commutées	17
2.4	Évaluation qualitative d'une architecture	18
3	Déroulement de la thèse	20
3.1	Contenu & résultats attendus	20
3.2	Travail réalisé	21
3.3	Calendrier	26
4	Conclusion	28

1 Introduction

Le marché des appareils nomades et multimédia a considérablement crû ces dernières années. La conception des systèmes-sur-puce a donc évolué pour intégrer de nouvelles contraintes. Ainsi, ils proposent des puissances de calcul réservées jusque-là au PC de bureau (navigation internet, vidéo,...). Ce transfert de performances n'est rendu possible que par la maîtrise de la consommation de tels circuits. Des architectures dédiées à ce type d'application ont ainsi vu le jour. Les fabricants disposent de plateformes comprenant le système et un circuit dédié à la gestion d'énergie. On les retrouve dans les appareils mobiles (smartphone, tablette), les set-up box et les appareils multimédias. Le circuit numérique possède un ou plusieurs cœurs de processeurs, de la mémoire et des périphériques (Figure 1.1).

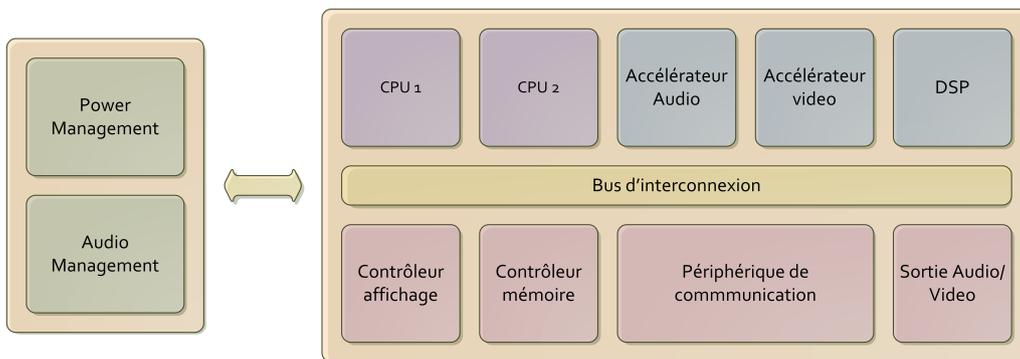


FIGURE 1.1: Synoptique d'une plateforme numérique

1.1 Le système numérique

Les vecteurs de la performance L'un des intérêts de la mise à l'échelle de la technologie est d'augmenter la performance des circuits numériques. En effet, à chaque nouvelle génération, la fréquence de fonctionnement des processeurs a toujours pu augmenter [1]. Elle a constitué pendant longtemps le moteur dans les développements avant d'atteindre une limite. Le nombre de transistors par unité de surface est toujours plus important et la puissance que le circuit dissipe devient considérable. La dissipation thermique est alors très difficile et limite donc ce type d'approche. Pour continuer à augmenter les capacités de tels circuits, les fabricants ont dû réfléchir à d'autres moyens. Ils ont ainsi surmonté cette difficulté en augmentant le nombre de cœurs dans le CPU. Le choix du multi-cœurs permet théoriquement de multiplier la puissance de calcul par le nombre d'unité dont dispose le système. Il faut par ailleurs qu'une tâche puisse être répartie sur les différentes unités. Dans le même temps, cette démarche ouvre la perspective du parallélisme. L'inconvénient

est que la surface augmente inévitablement. La rapidité et la performance se payent donc par de la surface de silicium supplémentaire. Ce type de choix est crucial pour les systèmes embarqués. La dissipation thermique est difficile dans des environnement aussi confinés. L'utilisation d'un dissipateur n'est pas toujours possible. Seul l'utilisation de plusieurs unités de calcul permet d'atteindre les critères de rapidité d'exécution.

L'optimisation du compromis énergétique Dans un système-sur-puce, le processeur réalise les opérations courantes en plus de faire fonctionner le système d'exploitation. Une possibilité pour augmenter l'efficacité énergétique tout comme la rapidité de traitement consiste à implémenter une tâche matériellement. Le gain se fait à la fois sur la performance et la consommation, car elle n'est optimisée que pour une fonctionnalité. Ce type d'approche est très utilisée pour les décodeurs vidéo et audio, gros consommateurs d'énergie.

Le CPU suit également ce type d'approche car il est très gourmand en énergie. C'est aussi celui qui bénéficie généralement des nouvelles techniques de gestion d'énergie. En effet, sa consommation varie avec sa charge de travail. Elle dépend donc de ce que l'utilisateur fait du système. Pour les applications mobiles, la gamme de performance est très large. Pour la navigation internet, des puissances de calcul élevées sont requises tandis que pour les tâches courantes, c'est une faible consommation que l'on recherche. Un processeur haute vitesse n'est pas très efficace à faible activité même avec les compléments basse consommation. Pour répondre à ce type de besoins, on rajoute un CPU conçu pour ce type de tâche. C'est une architecture proposée par ARM. C'est le big.LITTLE [2]. Un processeur haute performance (Big) est associé avec un processeur basse consommation (LITTLE). Le CPU haute performance possède une grande capacité de calcul, on l'utilise pour les applications gourmandes. En revanche, quand le besoin est réduit, on utilise le CPU optimisé en consommation. L'architecture des cœurs est identique permettant la migration du processus par l'intermédiaire d'un cache. Une importance particulière est accordée au temps de transfert. Dès lors que celui-ci est trop grand, le bénéfice peut être perdu.

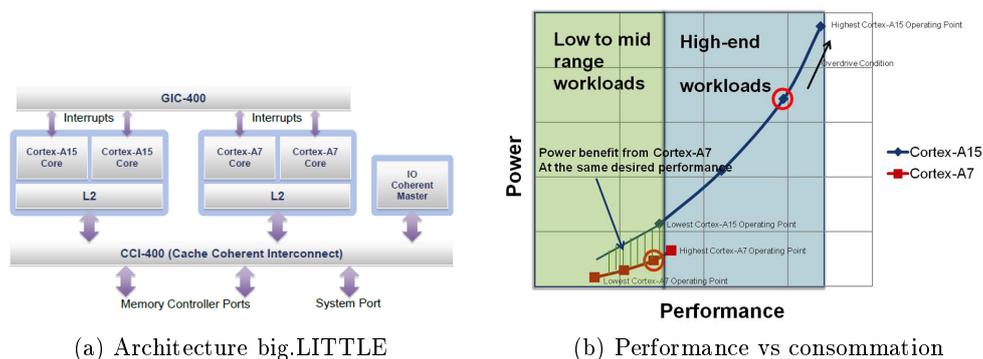


FIGURE 1.2: Architecture big little

La gestion d'énergie Le circuit de gestion d'énergie remplit plusieurs fonctions. La batterie n'est pas capable de maintenir une tension constante pendant toute la durée du fonctionnement et sa tension varie en fonction du type de technologie (NiMh, NaCd,...).

Dans le même temps, les tensions présentes sur le SoC (*System On Chip*) sont différentes. Ainsi pour délivrer l'énergie depuis la batterie jusqu'au système sous les niveaux requis, on utilise une conversion DC-DC. Les grosses puissances tel que pour le CPU sont fournies par un convertisseur à découpage car il faut un bon rendement de conversion. Des régulateurs linéaires sont utilisés pour les petits courants comme les techniques de polarisation de caissons (section 2.2.4.2) ou de rétention (section 2.2.3.3) . Enfin, ils sont également nécessaires pour la partie synthèse d'horloge du système (PLL et oscillateur).

Ce circuit possède aussi une fonction qui vérifie l'état de la batterie. C'est un “*gas gauge*”. Il informe le système sur la quantité d'énergie restante et évite ainsi de décharger profondément la batterie, ce qui dégrade sa durée de vie. Le chargeur s'occupe de recharger la batterie quand une prise est connectée.

Enfin, le circuit est organisé autour d'un contrôleur. Celui-ci reçoit des requêtes du système pour, par exemple, adapter la tension du CPU ou activer les fonctions de polarisation de caisson. Il existe donc un bus de communication (généralement I2C) entre les deux organes. Il est également responsable des séquences de démarrage du système.

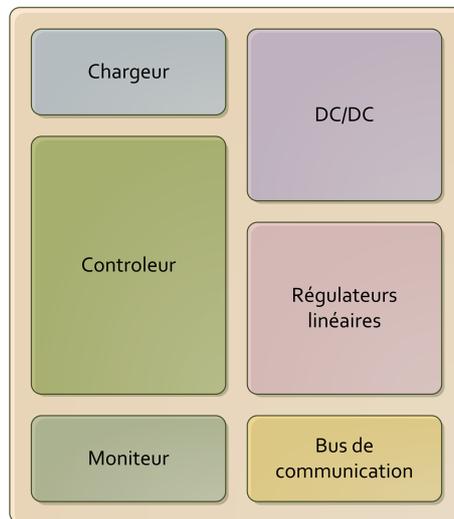


FIGURE 1.3: Circuit de gestion d'énergie

Chaque évolution introduite dans le SoC, implique la même chose du point de vue du circuit de gestion d'énergie. Il faut parfois ajouter des convertisseurs pour alimenter une fonctionnalité supplémentaire ou encore une séquence spécifique. A l'heure actuelle, il comprend plus d'une vingtaine de générateurs de tension.

1.2 Stratégie d'alimentation : un réel défi

Avec l'augmentation de la puissance des circuits numériques modernes, l'alimentation de ces derniers est devenue un point essentiel. Celle-ci doit être efficace pour prolonger la durée de fonctionnement des appareils embarqués tout en garantissant le maximum de performances. Ces défis sont en partie relevés par l'ajout de nouvelles fonctionnalités dans le système (Chapitre 2). La combinaison de ceux-ci augmente la complexité de réalisation des circuits obligeant à concevoir l'alimentation et la gestion de l'énergie comme un système

dans le SoC lui-même. Elle comporte ainsi plusieurs angles d'observation. :

- Consommation : l'énergie est transportée depuis la batterie jusqu'au silicium par le dispositif. Il convient que l'efficacité soit maximale. La complexité de mise en œuvre ainsi que la mise en série des divers éléments le long de la chaîne, contribue à dégrader l'efficacité qui est pourtant recherchée.
- Intégrité : la complexité de l'architecture peut engendrer des effets secondaires qu'il faut maîtriser. L'ajout d'une fonctionnalité doit garantir à tout prix le fonctionnement du système. Cela implique notamment de connaître les effets et les interactions qui peuvent exister sur chaque bloc du point de vue de l'alimentation.
- Coût : plusieurs solutions peuvent répondre aux besoins. Cependant, la complexité ou les contraintes de la spécification nécessitent parfois des dispositions particulières. Les systèmes multi-technologie, les options process supplémentaires et la co-intégration de plusieurs puces peuvent constituer de bonnes alternatives mais avec des coûts prohibitifs pour conquérir le marché. Pour un industriel, cet aspect entre directement en ligne de compte.
- Fiabilité-testabilité : la dispersion de fabrication au sein des nœuds technologiques avancés est de plus en plus difficile à maîtriser. Des méthodes de conception des circuits sont développées pour dépasser ces problématiques : DFM *design for manufacturing* et DFT *design for test*. L'industriel doit garantir un fonctionnement et pour se faire, il teste chaque puce en sortie de production. Maintenir la robustesse du système et des rendements de fabrication élevés imposent à l'alimentation de subir les mêmes considérations de conception.
- Dissipation : les niveaux d'intégration actuels ainsi que l'environnement confiné nécessaire pour les appareils nomades ajoutent une contrainte sur la dissipation thermique. Elle peut dans certains cas rendre impossible la réalisation. C'est grâce à l'ajout de divers dispositifs qu'il est possible de rendre un système viable. L'alimentation est alors au centre de cette préoccupation.

Les divers points auxquels est sensible l'alimentation sont tous plus difficiles à maîtriser les uns que les autres. D'autre part, les corrélations qui existent sont évidentes mais déterminer les meilleurs compromis l'est bien moins. Les niveaux d'interactions qui vont de la conception à l'industrialisation en passant par la rentabilité nécessitent une vision globale de la place de l'alimentation dans le circuit.

1.3 Problématique

Le système d'alimentation subit inévitablement les évolutions dans l'élaboration des systèmes-sur-puce basse consommation. Ainsi, la tendance actuelle est au partitionnement du SoC en plusieurs sous-domaines de tension pour des raisons qui sont évoquées dans la section 2.2. Ils sont actuellement générés en grand partie depuis une alimentation extérieure. Dans le même temps, l'accroissement des performances et du nombre de fonctionnalités offertes à l'utilisateur augmentent la consommation. La gamme de puissance est ainsi très vaste : elle va de quelques milliwatts quand le circuit n'est pas en activité à plusieurs Watts quand celui-ci est en fonctionnement nominal. La figure 1.4 illustre le

dispositif actuel.

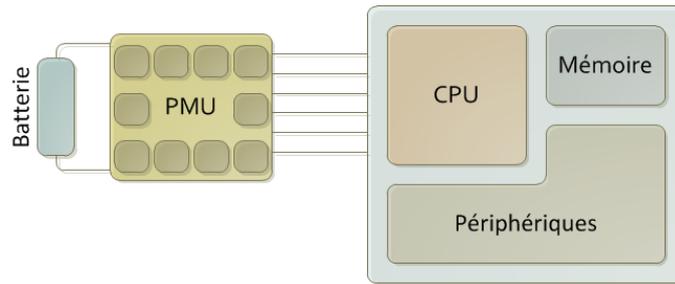


FIGURE 1.4: Architecture actuelle

Cette approche rencontre des limites. D'abord, le nombre de cœurs de processeur augmente, tout comme le nombre de périphériques. Générer toutes les tensions depuis un circuit compagnon nécessite d'utiliser de nombreuses ressources d'entrées/sorties sur boîtier. De plus, le circuit d'alimentation devient plus important et le nombre de composants passifs sur la carte augmente. Celle-ci voit sa taille et sa forme contrainte à la fois par l'appareil et l'emplacement de la batterie. Enfin, la réactivité de cette architecture est réduite car c'est un bus de communication qui assure la liaison entre le système et le circuit compagnon. Cette caractéristique est primordiale pour garantir la performance d'une fonctionnalité mais aussi pour sa consommation. Une telle stratégie (voire la figure 1.5) n'est, par conséquent plus envisageable pour les prochaines générations de circuits numériques.

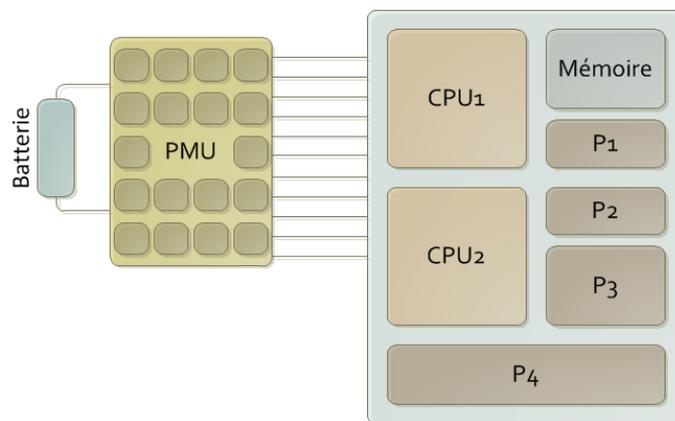


FIGURE 1.5: Conséquence de l'évolution sur l'architecture

La solution qui pourrait sauvegarder les ressources du boîtier et de la carte ainsi que d'augmenter la rapidité du circuit d'alimentation, serait d'intégrer une partie des générateurs de tension directement dans le SoC. Un nombre réduit de convertisseurs fournirait toute la puissance au système. Le reste des fonctionnalités d'alimentation serait assuré directement par les régulateurs distribués. Ce changement de paradigme (figure 1.6) simplifierait grandement la réalisation de la carte et l'intégration de la plateforme.

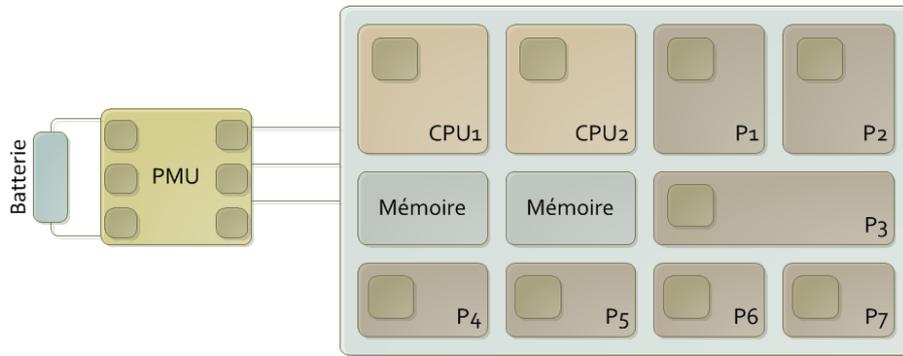


FIGURE 1.6: Solution envisageable

Les contraintes évoquées en 1.2 vont s'appliquer à la solution de la figure 1.6. La conception d'une telle architecture n'est donc pas aisée et c'est l'objet des travaux de thèse. Par ailleurs, la conception de convertisseurs de tension entièrement intégrés dans un dispositif numérique constitue un point essentiel et novateur.

2 État de l'art

2.1 Consommation et performance des circuits numériques

2.1.1 Consommation dynamique

La consommation dynamique d'un circuit correspond à la puissance délivrée par l'alimentation quand celui-ci est en activité. Ainsi, lorsque la sortie d'une porte logique passe à l'état haut, la capacité présente sur ce nœud se charge à la tension d'alimentation [3, 4] (Figure 2.1).

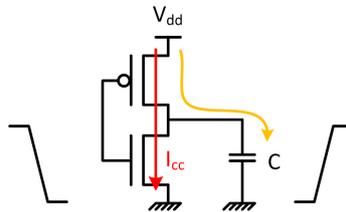


FIGURE 2.1: Consommation dynamique

La puissance consommée pour charger le nœud s'écrit alors :

$$P_{dyn} = C \cdot V_{dd}^2 \cdot f \quad (2.1)$$

où C correspond à la capacité à recharger à chaque transition, V_{dd} la tension d'alimentation et f la fréquence de fonctionnement.

Une consommation supplémentaire intervient quand les transistors N et P conduisent en même temps. On l'exprime ainsi :

$$P_{cc} = t_{cc} \cdot I_{cc} \cdot V_{dd}^2 \cdot f$$

où t_{cc} représente la durée du court-circuit et I_{cc} sa valeur.

Par ailleurs, il faut bien distinguer la puissance consommée de l'énergie consommée. La puissance est l'intégrale de l'énergie en fonction du temps. La puissance dissipée peut être différente alors que l'énergie consommée est la même (Figure 2.2).

Pour mieux appréhender cette différence, on définit l'énergie par opération.

$$E = n \cdot C \cdot V_{dd}^2 \quad (2.2)$$

où n représente le nombre de cycles d'horloge pour une opération, C correspond à une

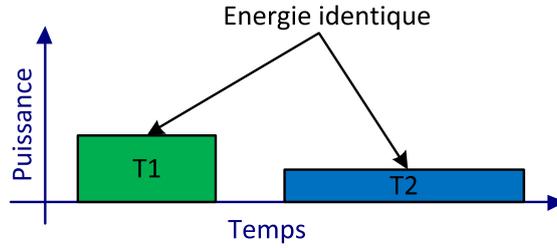


FIGURE 2.2: Énergie et puissance

capacité équivalente que l'on doit charger lors d'une transition et V_{dd} la tension d'alimentation. Cette métrique est précieuse car elle permet de comparer les dispositifs et les process technologiques au regard de la consommation. Du point de vue de l'autonomie, il faut alors s'attacher à réduire l'énergie par opération. En revanche, pour la dissipation thermique, il faut s'intéresser à la puissance et donc connaître la fréquence de fonctionnement.

Ainsi, la consommation dynamique d'un circuit dépend principalement de sa tension d'alimentation et de sa fréquence de fonctionnement.

2.1.2 Consommation statique

La consommation statique est due au courant de fuite des transistors [3, 4]. Il y a d'abord le courant de conduction sous le seuil I_{sub} , le courant de fuite à travers la grille I_g et le courant des jonctions avec le substrat I_{gidl} (Figure 2.3).

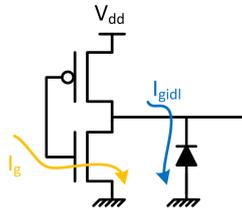


FIGURE 2.3: Consommation statique

Pour un seul transistor, ils sont relativement faibles. En revanche, quand un circuit en contient des millions, leur contribution devient significative. Ils sont également très sensibles aux effets de la tension et de la température.

Le courant de conduction sous le seuil peut s'écrire, en première approximation, de la façon suivante :

$$I_{sub} = \mu C_{ox} V_{th}^2 \frac{W}{L} \exp \frac{V_{GS} - V_T}{nV_{th}} \quad (2.3)$$

avec $V_{th} = \frac{kT}{q}$ et n un facteur dépendant de la technologie.

Pour minimiser ces courants et donc la consommation, il convient de maîtriser le process technologique et la tension d'alimentation.

2.1.3 Le facteur technologique

La mise à l'échelle de la technologie a un effet bénéfique sur les performances des circuits et sur l'intégration. C'est pour ces raisons qu'ils sont fabriqués dans les nœuds les plus avancés. En revanche, l'impact sur la consommation est négatif. A chaque changement de génération, la tension d'alimentation des circuits diminue pour garder le champ électrique constant dans le transistor. Dans le même temps, la tension seuil V_t diminue aussi, entraînant une augmentation du courant de conduction sous le seuil. Les courants de fuite à travers la grille et le substrat se dégradent également. Dès lors, la fabrication des transistors a quelque peu changé. L'utilisation de diélectrique Hi-k pour l'oxyde de grille a réduit drastiquement les courants de grille. Des technologies utilisant les substrats SOI voient également le jour car en dépit du coût du substrat, elles offrent de meilleures possibilités pour la basse consommation.

Le facteur d'intégration étant de plus en plus important, le problème de la dissipation thermique devient conséquent. La température détériore également les performances et la consommation alors que le refroidissement est limité par le boîtier et l'environnement.

2.2 Architecture et méthode d'alimentation des SoC basse consommation

Pour pouvoir développer des plateformes pour les circuits hautes performances et basses consommations, la gestion d'énergie devient un enjeu prépondérant. L'ITRS prévoit une augmentation du besoin énergétique des futurs systèmes [5].

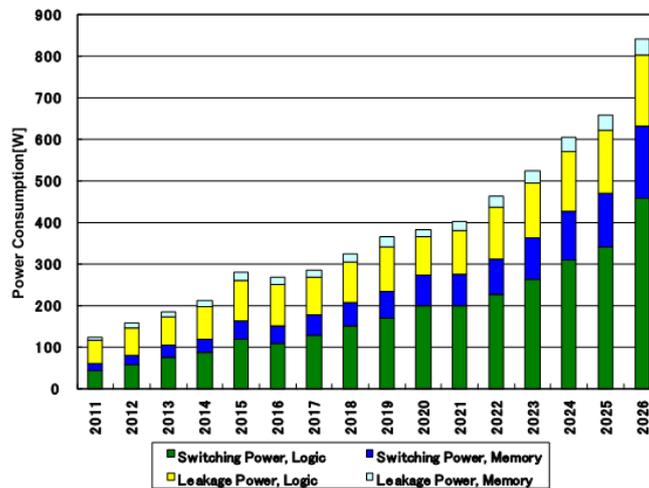


FIGURE 2.4: Prévission de l'ITRS

Des efforts sont menés conjointement dans le process, la conception matérielle et le dispositif logiciel. Des techniques ont ainsi émergés ces dernières années pour adresser les verrous tout en conservant le bénéfice de la mise à l'échelle de la technologie. Elles mettent en œuvre notamment la réduction de la puissance dynamique et statique.

2.2.1 Clock gating

Une part de la consommation dynamique dans un circuit provient de l'arbre d'horloge. Celui-ci contient des étages tampons disposés régulièrement le long de l'arborescence afin d'acheminer le signal dans les meilleures conditions. De plus, lorsqu'un bloc logique synchrone n'est pas utilisé, ce dernier consomme quand même du courant. Ainsi, lorsque qu'il est inactif, on vient stopper le signal d'horloge pour réduire la consommation dynamique. C'est le *clock-gating*. Cette méthode est très simple à mettre en œuvre puisqu'elle est compatible avec le flot de conception RTL (*Register Transfer Language*). Il existe plusieurs niveaux. On peut choisir d'éteindre l'horloge d'un CPU ou seulement certaines sous-fonctions. En revanche, cela ne permet pas de diminuer la consommation statique, on utilise pour cela le *power-gating*.

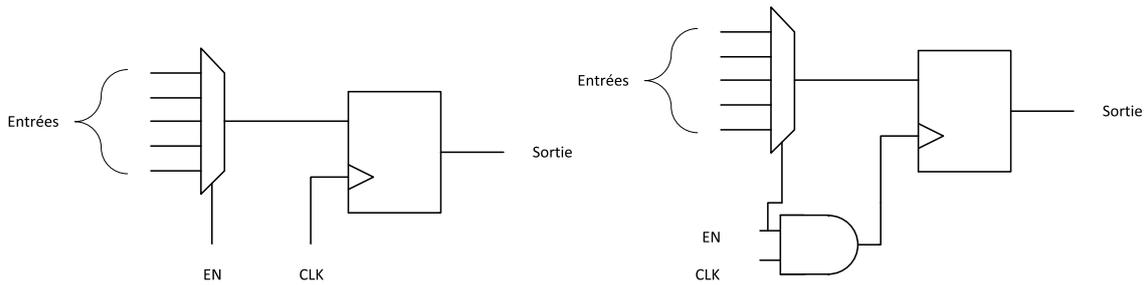


FIGURE 2.5: *Clock gating*

2.2.2 Power gating

Pour réduire la consommation dynamique, on choisit d'arrêter l'horloge. Par analogie, si l'on souhaite supprimer la consommation statique, on peut couper l'alimentation : c'est le *power-gating* [6]. Chaque bloc est réparti dans un domaine de tension localisé que l'on active/désactive au grès de l'utilisation.

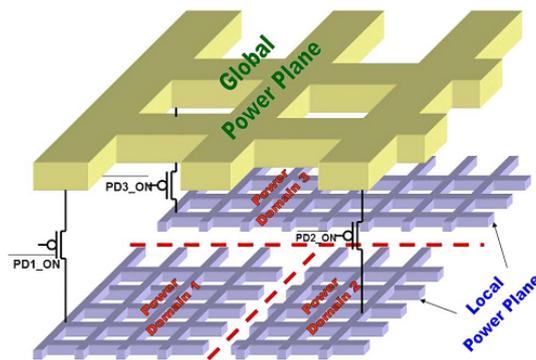


FIGURE 2.6: *Power gating*

2.2.2.1 Dispositif de contrôle

Pour contrôler l'état d'un domaine de tension (allumé/éteint), on utilise un interrupteur. Ce sont des transistors MOS auxquels on applique une tension de grille pour les rendre

soit passants soit bloqués. On peut alors procéder de deux façons différentes :

- ouvrir le chemin d'alimentation
- ouvrir le chemin de la masse

Lorsque l'on souhaite ouvrir l'alimentation, on utilise un PMOS. C'est ce que l'on appelle une *header switch*. Dans le cas où on ouvre la masse, on implémente un NMOS. C'est un *footer switch*. Un signal de contrôle permet de commander les interrupteurs. On place également un transistor pour forcer les sorties dans un état déterminé. La différence entre les deux possibilités réside dans la surface qu'elle occupe. Un PMOS prend plus de place qu'un NMOS pour la même capacité en courant, mais la difficulté due à la gestion du bruit dans le cas d'un *footer switch* fait que la technique *header switch* est la plus utilisée aujourd'hui.

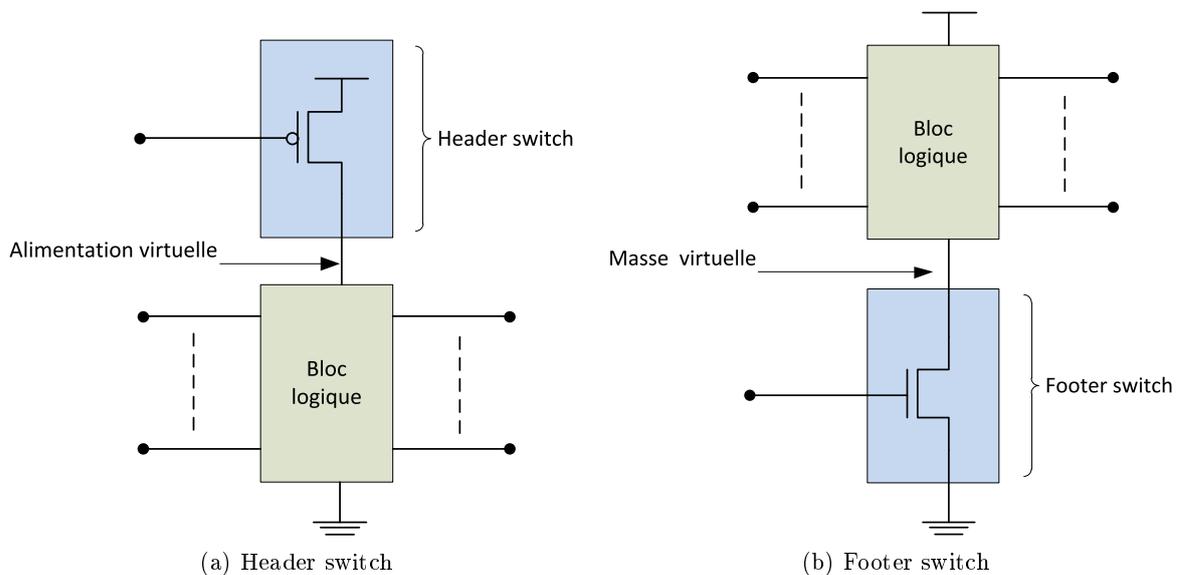


FIGURE 2.7: Implémentation d'un interrupteur

2.2.2.2 *Fine grain vs coarse grain*

La mise en œuvre du *power-gating* peut suivre deux approches : l'approche *fine grain* place les interrupteurs dans chaque cellule logique tandis que le *coarse grain* en utilise plusieurs pour un groupe de cellules. L'implémentation dans chaque cellule permet la compatibilité totale avec le flot de conception RTL. Un simple signal de contrôle (comme pour le *clock-gating*) est ajouté. Chaque cellule prend alors plus de place mais les chutes de tension dans les interrupteurs sont mieux maîtrisées. La disposition *coarse grain* utilise moins de surface et elle est beaucoup plus robuste du point de vue des variations dites PVT (*Process Voltage Temperature*). Elle nécessite une étape de conception spécifique pour maîtriser les appels de courant et les chutes de tension. Néanmoins, c'est celle qui est la plus utilisée.

2.2.2.3 *Ring vs grid*

Il existe deux approches pour le *coarse grain* : l'architecture *ring* et l'architecture *grid*.

- Dans l'architecture *ring*, les interrupteurs sont répartis autour du domaine à alimenter. Ainsi, la fonctionnalité peut être introduite dans un bloc numérique déjà existant. Le placement/routage est aisé. En revanche, les chutes de tension au centre du domaine peuvent être significatives. On l'utilise ainsi pour des petits blocs.
- Dans l'architecture *grid*, les interrupteurs sont distribués à l'intérieur du domaine. Il faut moins d'interrupteur que dans le cas en *ring* car les effets résistifs sont minimisés. Les appels de courants sont ainsi mieux contrôlés. Néanmoins, la synthèse logique et le placement/routage sont grandement compliqués. Cette approche est préférée pour des petits budgets de surface et pour des blocs conséquents.

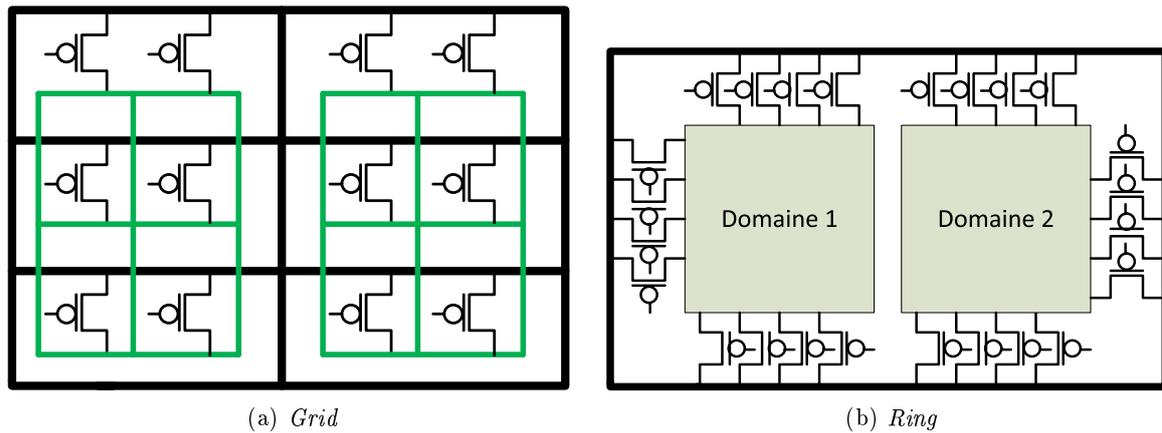


FIGURE 2.8: *Grid* vs *ring*

2.2.3 Multi alimentation

La réduction de la consommation passe nécessairement par l'abaissement de la tension d'alimentation. Cependant, le temps de propagation diminue et de ce fait la fréquence doit être réduite pour garantir le fonctionnement. Le compromis énergie/consommation est visualisé par le produit énergie-délais.

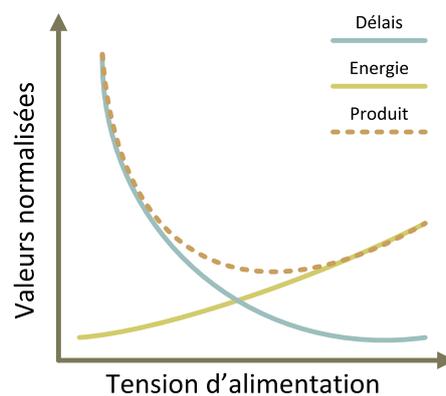


FIGURE 2.9: Produit délais-énergie

2.2.3.1 Partitionnement du système

Dans un système-sur-puce, les contraintes en consommation et en performance diffèrent d'une fonctionnalité à l'autre. Le partitionnement en domaine de tension où chacun d'eux possède sa propre alimentation améliore ainsi le profil énergétique.

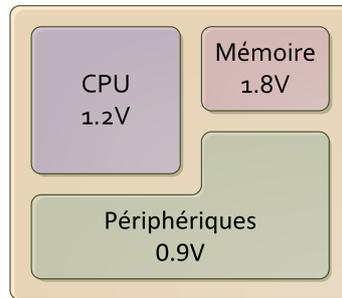


FIGURE 2.10: Architecture multi-domaine

Le CPU doit pouvoir fonctionner avec le maximum de tension supporté par la technologie (généralement 1.2V) car c'est de lui que dépendent les capacités de calcul. Les périphériques du SoC opèrent généralement à des fréquences plus faibles, autorisant ainsi l'utilisation d'une tension réduite (0.9V). Les mémoires font l'objet d'une situation particulière. Les transistors qui les constituent sont de tailles plus réduites que celle de la logique. Ils sont alors plus sensibles aux variations de tension. Par conséquent, la tension minimale requise pour les faire fonctionner est différente de celle du CPU. Les mémoires fonctionnent actuellement sous 1.8V. Ainsi le CPU et les mémoires suivent deux stratégies d'adaptation différentes.

Cette approche adjoint nécessairement l'utilisation de bloc supplémentaire pour réaliser les interactions entre les domaines mais aussi avec le monde extérieur. Grâce à ce principe, de nouvelles stratégies peuvent être abordées. On peut ainsi utiliser différents niveaux de tension pour le CPU en fonction de son activité.

2.2.3.2 Adaptation dynamique de la tension et de la fréquence

DVFS : Dynamique Voltage Frequency Scaling L'adaptation dynamique de la tension d'un bloc est réalisée conjointement avec l'ajustement de la fréquence [7]. Un contrôleur sélectionne la fréquence requise pour la tâche à exécuter. Il en déduit ainsi la tension minimale à appliquer pour remplir les conditions de rapidité. Des couples fréquence/tension sont ainsi formés pour donner des points de fonctionnement. C'est la technique DVFS. Cette approche en boucle ouverte nécessite des marges de fonctionnement pour être opérationnelle quelque soit le process et la température du système. Les OPP (*Operating Point Performance*) sont pré-caractérisés pour donner une table (Tableau 2.1).

AVFS : Adaptive Voltage Frequency Scaling Une méthode plus aboutie réalise une boucle fermée. C'est l'AVFS. Les performances du process et la température sont mesurées pour ajuster le point de fonctionnement au plus proche du besoin. Le système est alors beaucoup plus robuste.

Fréquence	Tension
$f_{max} \cdot 1.4$	1.2V
$f_{max} \cdot 1.2$	1.1V
$f_{max} \cdot 1.0$	1.0V
$f_{max} \cdot 0.8$	0.9V

TABLE 2.1: Exemple d'une table F,V

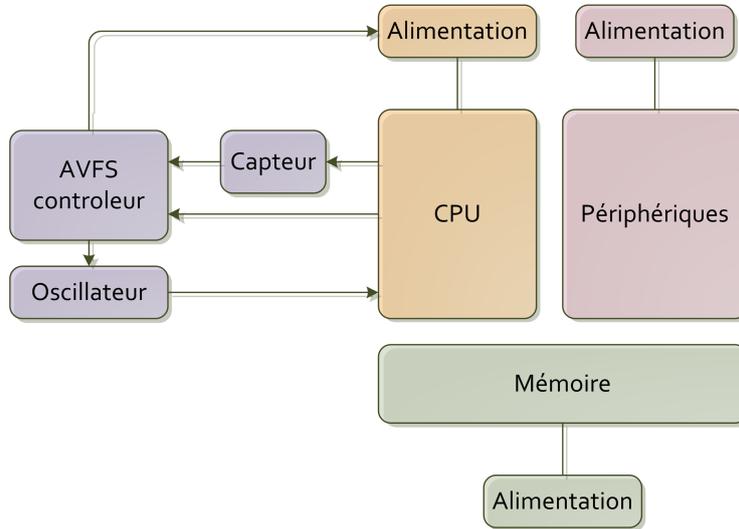
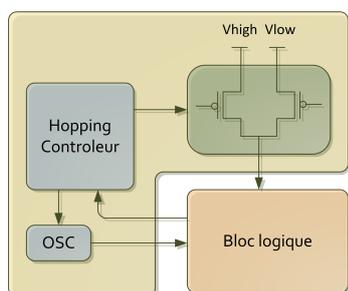
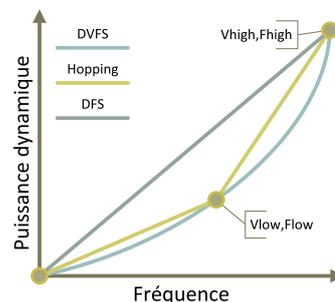


FIGURE 2.11: Synoptique du contrôle AVFS

V_{dd} -hopping [8, 9] Cette méthode utilise deux fréquences et deux tensions disjointes pour réaliser une adaptation dynamique. On associe donc deux modes de fonctionnement : un mode correspond à la tension et à la fréquence maximale et un mode à la fréquence et la tension minimale. Un contrôleur fixe le rapport cyclique du temps passé entre le mode haut et le mode bas. Cela établit une fréquence moyenne pour le circuit numérique. La réduction de la consommation est semblable au DVFS avec une approximation linéaire (Figure 2.12b).



(a) Principe de fonctionnement



(b) DVFS comparé au V_{dd} -hopping

FIGURE 2.12: V_{dd} -hopping

2.2.3.3 Rétention

En réglant la tension, on diminue la consommation dynamique mais aussi la consommation statique. Ainsi dans les modes inactifs où l'on n'utilise pas le *power gating* car on souhaite conserver les états logiques, on peut abaisser la tension au minimum. Le courant de fuite peut alors être significativement réduit. C'est ce que l'on appelle un mode de rétention, très utilisé pour les mémoires. En effet, les techniques énoncées précédemment ne peuvent pas directement être utilisées sans détériorer les performances. Mais, les mémoires constituent pourtant un consommateur non négligeable car elles sont alimentées en permanence pour garder les données. Dans le même temps, une mémoire n'est jamais sollicitée dans toute sa capacité en lecture/écriture car le CPU ne peut lire ou écrire qu'à un seul endroit en même temps. Un procédé simple consiste donc à segmenter une zone mémoire. Les segments non utilisés en lecture/écriture sont placés en rétention. Dès qu'une demande d'accès est faite, l'alimentation est ainsi restituée.

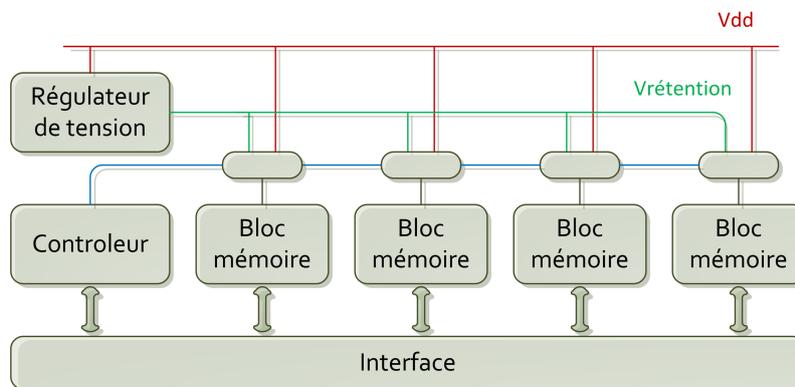


FIGURE 2.13: Rétention : *Til Access Memory*

2.2.4 Multi V_t

La tension de seuil constitue un levier supplémentaire pour satisfaire le compromis performance/consommation. Un V_t petit permet de meilleure performance mais le courant de fuite est plus élevé.

2.2.4.1 Logique multi- V_t

Les technologies modernes proposent des transistors avec des V_t différents. Les concepteurs développent alors des bibliothèques standards avec des tensions de seuil variées. Pendant la synthèse, les cellules sont ainsi choisies suivant les contraintes en vitesse et en consommation. Les cellules dites *low- V_t* sont préférées quand la performance est cruciale tandis qu'on utilise plutôt des *high- V_t* lorsque que la vitesse n'est pas critique.

2.2.4.2 Modulation de V_t

Une autre façon de changer le V_t consiste à polariser le caisson des transistors de manière à l'augmenter/diminuer dynamiquement. La polarisation directe diminue la tension de seuil

et augmente donc la rapidité tandis que la polarisation inverse l'augmente, réduisant ainsi le courant de fuite [10]. Cette technique est très précieuse pour corriger les variations du process et de la température. En effet, le V_t y est très sensible et par conséquent, les performances et la consommation suivent ces dispersions.

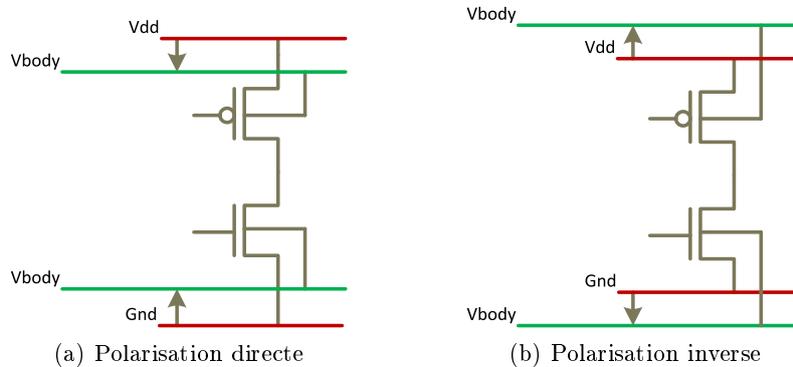


FIGURE 2.14: Modulation de V_t

2.2.5 Mode et séquence de fonctionnement

L'adaptation dynamique de la tension et de la fréquence ainsi que les compléments matériels autorisent le système à fonctionner dans des modes différents dépendant de la tâche à exécuter. On sépare deux catégories de fonctionnement : quand le système est actif et quand le système est inactif. Quand le système est actif, la méthode DVFS est utilisée. Le système change d'OPP à son gré. Ensuite, quand le système est inactif, on cherche à économiser le plus possible d'énergie. Plus le mode d'économie est profond, plus le retour au mode normal est long. Il y a donc une contrainte sur la latence du système. Le *clock gating* est le mode le moins profond car les tensions des domaines sont maintenues. Le *power-gating* intervient lui pour des mises en veille car il nécessite une phase de réveil pour restituer l'état des tensions.

2.3 La conversion DC-DC

La conversion DC-DC constitue une part importante dans la gestion de l'alimentation. Les concepteurs disposent de plusieurs types de régulateurs. Les choix sont opérés en fonction des rendements, de la rapidité requise par la fonctionnalité, de la surface et du coût. L'intégration est de plus en plus contraignante compte tenu de la réduction de la taille des appareils et de la place significative occupée par la batterie [11].

2.3.1 Régulateur linéaire

Un régulateur linéaire est un circuit qui fournit une tension continue stable et peu bruyée. Leur réponse transitoire est très rapide. Cependant, leur rendement est limité par la différence de tension en entrée et en sortie :

$$\eta = \frac{V_{out}}{V_{in}}$$

Ils sont donc utilisés principalement pour de faibles courants (dizaine de mA) et surtout pour les applications critiques en termes de réjection de bruits comme la synthèse de fréquence. Ils constituent une solution faible coût mais nécessitent parfois une capacité de découplage pour assurer la stabilité.

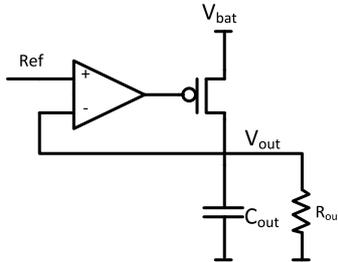


FIGURE 2.15: Régulateur linéaire

2.3.2 Alimentation à découpage inductif

Pour des courants élevés (de la centaine de mA à quelques A), on recherche de meilleurs rendements. Ainsi, on utilise des convertisseurs à découpage. Dans ce type de conversion, la tension de batterie est découpée suivant un rapport cyclique puis elle est filtrée dans un filtre LC. Leur coût est élevé car ils nécessitent des composants externes. L'intégration complète est difficile car les passifs (inductance et capacité) intégrables ne permettent pas, pour l'heure, d'atteindre des performances convenables. Dans le même temps, l'effet de la commutation sur les perturbations électromagnétiques est conséquent, ce qui en fait une contrainte de conception.

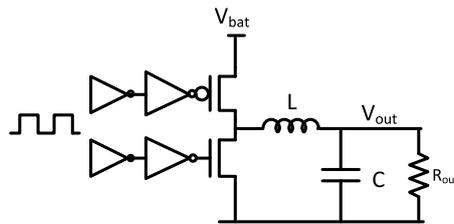


FIGURE 2.16: Convertisseur inductif

2.3.3 Convertisseurs à capacités commutées

Dans la catégorie des régulateurs à découpage, il existe les convertisseurs à capacités commutées. Ils utilisent exclusivement des capacités. Devant la facilité d'intégration des capacités dans les process CMOS par rapport aux inductances, ils constituent une solution intermédiaire entre le linéaire et l'inductif. On les préfère donc pour des courants modestes (la centaine de mA).

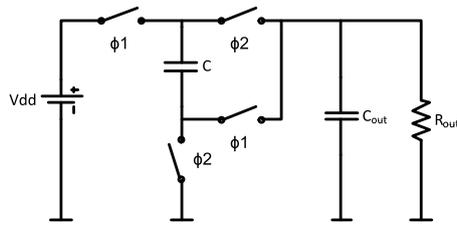


FIGURE 2.17: Convertisseur à capacités commutées

2.4 Évaluation qualitative d'une architecture

Les approches d'intégrations actuelles suivent deux tendances : hétérogène ou homogène. Les systèmes hétérogènes constituent un assemblage de plusieurs parties tandis que les systèmes homogènes sont réalisés d'un seul tenant. La différence de ces deux approches peut se mesurer par les performances, les coûts et l'encombrement [12]. Le but de la conception d'une architecture et de son intégration dans le SoC est de répondre au mieux aux besoins induits par les techniques que nous avons décrites dans la section 2.2. Des points sensibles telles que l'intégrité des tensions dans le système, la précision, la réactivité et la robustesse sont scrupuleusement étudiés.

L'intégrité des tensions L'étude de l'intégrité des tensions dans un SoC passe par plusieurs points. D'abord, il faut considérer le réseau de distribution. C'est le chemin qu'emprunte le courant depuis l'alimentation jusqu'au consommateur. C'est donc un réseau de passif qui comprend les fils de *bonding* et les pistes du PCB quand la tension vient de l'extérieur, les différents niveaux de métaux du SoC et les interrupteurs de puissances. Les effets inductifs, capacitifs et résistifs permettent d'établir un profil d'impédance vu par une alimentation et un consommateur. Il y a donc des effets de résonances qui sont désastreux pour la stabilité des tensions [13]. Dans le même temps, les phases de transitions des tensions et les courants d'appels sont difficiles à maîtriser.

L'utilisation de capacité de découplage permet de résoudre ce problème. La résonance du réseau de distribution est ajustée localement par des capacités intégrées quand la technologie le permet [14]. Du point de vue de la carte et du boîtier, cet ajustement peut être effectué en utilisant des composants *above-ic* ou *on-package* [15]. Enfin, l'utilisation du *power gating* porte une attention particulière à cet aspect. Le compromis entre les congestions de courants et les interactions sur le réseau doit être étudié minutieusement pour ne pas produire des cas critiques [16].

Ce type d'analyse n'est pas propre aux systèmes-sur-puce basse consommation. Il s'applique aussi aux processeurs hautes performances dans lesquels les densités de puissance sont très élevées [17].

Efficacité, précision et réactivité La réactivité d'une alimentation dépend de son niveau d'intégration. Dans une configuration avec un circuit compagnon (Figure 1.1), il faut utiliser un bus de communication pour transmettre les instructions depuis le système. La bande passante du bus limite donc la réactivité de l'alimentation. Le système est également très

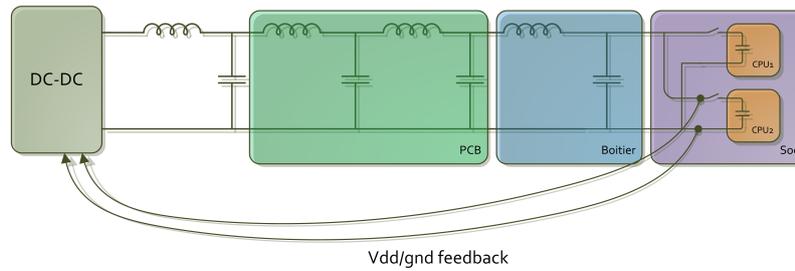


FIGURE 2.18: Feedback et précision

exigeant sur la précision des niveaux de tensions. En effet, la fréquence maximale du CPU est atteinte pour la tension maximale de la technologie. Pour quelques mV d'imprécision, ce sont plusieurs MHz de perdus. Par ailleurs, il faut éviter de stresser les transistors avec des dépassements de tension pour conserver une bonne fiabilité. Les pas de tension pour réaliser du DVFS sont très faibles (20 mV) [18]. Enfin, le feedback est crucial pour garantir les spécifications. Pour un convertisseur externe, il faut le prendre directement sur le silicium ce qui complique l'architecture (Figure 2.18).

Encombrement, dissipation L'encombrement de la carte qui accueille le SoC est relatif aux alimentations externes et aux composants passifs. Quand on choisit une conversion DC-DC avec inductance, la surface de carte dépend alors de la puissance à fournir et du nombre de ces alimentations. L'utilisation de capacités de découplage sur la carte nécessite d'être au plus près des entrées/sorties pour garantir leur efficacité. Il y a donc possibilité de saturation autour du SoC. Des architectures de convertisseurs dites SIMO (*Single Input Multiple Output*) permettent d'utiliser une seule inductance pour produire plusieurs tensions. Cela permet de gagner de la surface sur le PCB mais la précision et la régulation sont moins bonnes. Enfin, grâce au composant *above-ic*, il est possible d'intégrer un maximum de passif dans les systèmes pour un coût plus élevé. La dissipation thermique est rendue plus difficile car la puissance est confinée dans un petit espace.

3 Déroulement de la thèse

La figure 1.6 représente la solution la plus responsable au verrou posé par l'alimentation des grands SoC numériques. Cette solution est compatible avec une approche monolithique d'intégration qui est une contrainte de cette thèse. Cette solution conduit à une problématique large (évoquée en 1.3). Cette thèse cherche à répondre aux points principaux de cette problématique. L'application concernera une puce numérique dédiée aux applications multimédia d'une plateforme nomade ; la puce contient plusieurs cœurs de processeur et des périphériques numériques et analogiques. Le livrable principal de la thèse est la validation expérimentale d'une approche d'alimentation embarquée dans la puce multimédia. Pour ce faire, différents points sont à aborder.

3.1 Contenu & résultats attendus

Les objectifs de la thèse sont les suivants :

1. Simplifier le circuit d'alimentation du point de vue du SoC et de la carte (réduire le nombre et la valeur des composants passifs)
2. Augmenter la réactivité des alimentations et leurs précisions
3. Augmenter le nombre de domaines de tension disjoints
4. Optimiser le compromis consommation/performance

Méthodologie Le but est de développer une méthode permettant de concevoir une stratégie d'alimentation pour un SoC. Cela comprend plusieurs étapes :

1. Mise en place d'une méthode de simulation de la chaîne d'alimentation du SoC : un banc de simulation des alimentations de l'ensemble du SoC au niveau système analogique sera mis en place. Ce travail commence par une modélisation de chaque partie de la chaîne d'alimentation à partir de données d'un SoC existant (SMPS externe, PCB, boîtier, grilles de distribution, interrupteurs de puissance, découplages et consommateurs distribués). Chaque bloc de la chaîne est remplacé par un modèle comportemental analogique ou par un réseau passif simplifié décrivant son impédance et/ou sa réponse transitoire à une variation du courant de charge. L'intégrité des tensions d'alimentation et le rendement énergétique peuvent ainsi être simulés avec différents scénarii d'alimentation. Les cas de charge à simuler sont en partie connus, cependant les possibilités apportées par des générateurs de tension à forte réactivité vont générer de nouveaux cas de charge critique à prendre en compte (par exemple les séquences d'endormissement et de réveil de blocs qui utilisent les générateurs internes pendant de courtes phases d'endormissement). L'élaboration de ces nouveaux cas se

fera avec l'aide des architectes expérimentés. Le but de cette phase de travail est de donner les spécifications limites de chaque partie de la chaîne d'alimentation afin de garantir l'intégrité des tensions sur le SoC. Le formalisme adéquat doit être choisi pour mieux refléter les besoins en alimentation (plafond ou profil de $Z(f)$, réponse transitoire, ...)

2. Comparatif et choix d'une stratégie d'alimentation au niveau du SoC : pour répondre de façon optimale aux spécifications données par la phase précédente, différentes architectures de distribution des alimentations sur le SoC sont possibles. Le banc de simulation réalisé permet de comparer les différentes architectures d'alimentation possibles. Un ensemble de critères regroupant les considérations industrielles et les spécifications du cahier des charges permettront d'établir un choix.

Conversion d'énergie Une partie du travail consiste à explorer les architectures de convertisseurs DC-DC à capacités commutées sans composants externes répondant aux besoins de chaque partie du SoC (les architectures de base sont connues, mais la régulation de ces générateurs à topologie reconfigurable est actuellement un sujet de recherche ouvert). La reconfigurabilité des circuits d'alimentation est primordiale car les besoins en énergie varient d'une application à l'autre (smart phone, tablette PC, microcontrôleur, etc...). C'est aussi important pour faciliter la réutilisation de ces cellules supplémentaires dans différentes applications.

3.2 Travail réalisé

L'intégration des convertisseurs de tension constitue un des axes de la thèse. Dans l'état de l'art, on retrouve souvent les convertisseurs à capacités commutées pour ce type d'application car les capacités possèdent un fort potentiel d'intégration par rapport aux inductances dans les technologies CMOS avancées [19, 20].

Dans la conception d'une alimentation intégrée, les compromis sont faits en fonction du rendement et de la surface. En effet, il est primordial d'avoir une bonne efficacité. En règle générale, pour les convertisseurs à découpage, la fréquence de fonctionnement est augmentée pour réduire la taille de la capacité ou de l'inductance. Le rendement est alors moins bon car les pertes en commutation augmentent mais la taille du composant passif diminue, minimisant ainsi la surface. Afin d'appréhender ces compromis, nous avons dressé le bilan des pertes des convertisseurs à capacité commutées. Nous avons ensuite qualifié une topologie pour notre application sur une technologie 32/28nm. Tout le travail effectué ne peut pas être exposé dans sa totalité, le but est d'en montrer la faisabilité en termes d'intégration et d'efficacité.

Bilan des pertes et fonctionnement On représente généralement ce type de convertisseur par un transformateur idéal symbolisant le ratio de conversion défini par la structure. On ajoute ensuite une impédance de sortie pour décrire le fonctionnement intrinsèque du système [21].

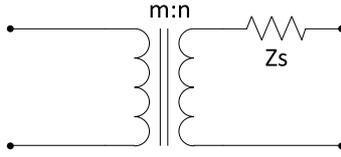


FIGURE 3.1: Représentation symbolique d'un convertisseur à capacités commutées

Comme le fonctionnement est discret, chaque phase peut se modéliser par un réseau RC, avec R la résistance à l'état passant des interrupteurs et C la capacité flottante. Il existe donc une constante de temps dans le système. On différencie ainsi deux limites de fonctionnement : SSL (*Slow switching limit*) quand la constante de temps est faible devant la période de commutation et FSL (*Fast switching Limit*) quand la constante de temps est grande devant celle-ci. L'impédance de sortie du convertisseur est fonction de ces deux limites.

- En SSL, les capacités sont entièrement chargées ou déchargées d'une phase à l'autre. On dit que le transfert de charge est complet car toutes les charges contenues dans la capacité sont transférées. Ce transfert produit des pertes.
- En FSL, le transfert de charge n'est pas complet. La tension aux bornes des capacités est constante et le courant ne s'annule pas entre chaque phase. Ce courant induit une dissipation dans les résistances des interrupteurs. Les pertes liées à ce mode de fonctionnement sont donc ohmiques.

Les pertes dans l'impédance de sortie du convertisseur dépendent donc de la fréquence de fonctionnement. On peut les exprimer simplement en connaissant Z et la fréquence. La figure 3.2 montre l'allure de l'impédance de sortie d'un convertisseur.

$$P_Z = P_{FSL} + P_{SSL} = Z \cdot I_{out}^2$$

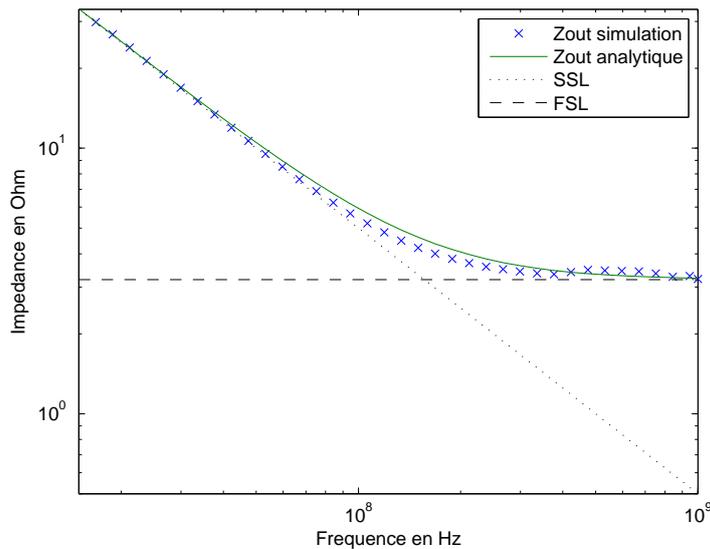


FIGURE 3.2: Impédance de sortie et limites asymptotiques

L'impédance de sortie du convertisseur représente les pertes du convertisseur dues aux transferts de charges et aux pertes en conduction des interrupteurs. Cependant nous savons que les capacités et les interrupteurs ne sont pas des éléments idéaux quand ils sont réalisés avec des composants électroniques tels que les transistors MOS. Ils ont des pertes parasites. Les pertes dans un interrupteur implémenté avec un transistor MOS sont représentées par une capacité qu'il faut charger et décharger à chaque transition. C'est en fait la capacité de grille C_g car les autres capacités sont très faibles. Les pertes s'écrivent comme suit

$$P_c = C_g V_g^2 f_{déc} \quad (\text{W}) \quad (3.1)$$

Ces pertes sont proportionnelles à la taille des transistors, à la fréquence de découpage et à la tension de commande V_g .

Ensuite, les pertes parasites de la capacité flottante doivent être analysées. Celles-ci proviennent de l'intégration. En effet, une capacité est réalisée grâce à deux plans séparés par un diélectrique. Les capacités parasites sont formées par ces même plans qui interagissent avec d'autres. La plupart du temps, seul le couplage avec le substrat est considéré car c'est lui qui est le plus important. Elles s'écrivent de la même manière que le MOSFET :

$$P_{parasite} = C_{parasite} V^2 f_{déc} \quad (\text{W}) \quad (3.2)$$

Elles sont proportionnelles à la taille de la capacité et à la fréquence.

Enfin, nous pouvons rajouter toutes les pertes additionnelles dues aux effets résistifs des interconnexions et des accès (résistance série équivalente).

$$P_{RSE} = R_{RSE} I^2 \quad (\text{W}) \quad (3.3)$$

Les pertes dans l'impédance qualifient l'efficacité avec laquelle l'énergie est déplacée d'une source à une autre et les pertes parasites représentent l'énergie nécessaire pour la déplacer.

$$P_{pertes} = P_{RSE} + P_{parasite} + P_c + P_{FSL} + P_{SSL} \quad (\text{W}) \quad (3.4)$$

Le rendement s'écrit

$$\eta = \frac{P_{entrée}}{P_{entrée} + P_{pertes}} \quad (3.5)$$

La figure 3.3 représente la variation des pertes en fonction de la largeur des transistors W , de la capacité C et de la fréquence de découpage $f_{déc}$. Si on souhaite diminuer l'impédance, il faut augmenter la surface des interrupteurs, ce qui contribue à augmenter les parasites. De même, augmenter la fréquence augmente conjointement les pertes parasites des interrupteurs et de la capacité. Pour réaliser un convertisseur, on cherche toujours à minimiser l'impédance de sortie pour maintenir une tension fixe, quelque soit le courant fourni à la charge. Agir sur l'impédance de sortie permet de varier la tension de sortie et le

rendement, tandis que les parasites impactent uniquement le rendement. On observe qu'il est nécessaire de faire un compromis pour le rendement entre l'impédance et les parasites du convertisseur. Enfin, nous voyons que la contrainte sur la valeur de la capacité (donc de la surface) se retrouve sur cette impédance. Une optimisation des pertes en fonction de la valeur de la capacité permet de mesurer les performances pour une technologie donnée.

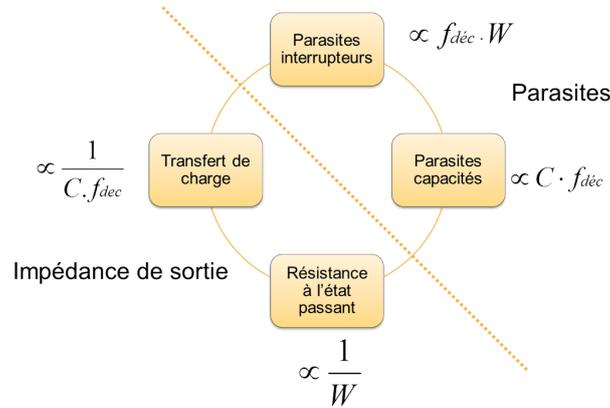


FIGURE 3.3: Répartition des pertes et sensibilité aux paramètres

Qualification de la technologie Nous avons donc simulé un convertisseur de ratio 2 : 3 dans la technologie 32/28nm pour illustrer le propos. La capacité est une MIM de densité $20fF/\mu m^2$, la tension d'entrée est de $1.2V$ et le courant de sortie est de $100mA$. La tension de sortie n'est pas régulée, le but étant de rechercher les optimums de rendement en fonction de la surface de la capacité. La figure 3.4 montre l'implémentation de la cellule de conversion 2 : 3 qui a permis de réaliser les simulations.

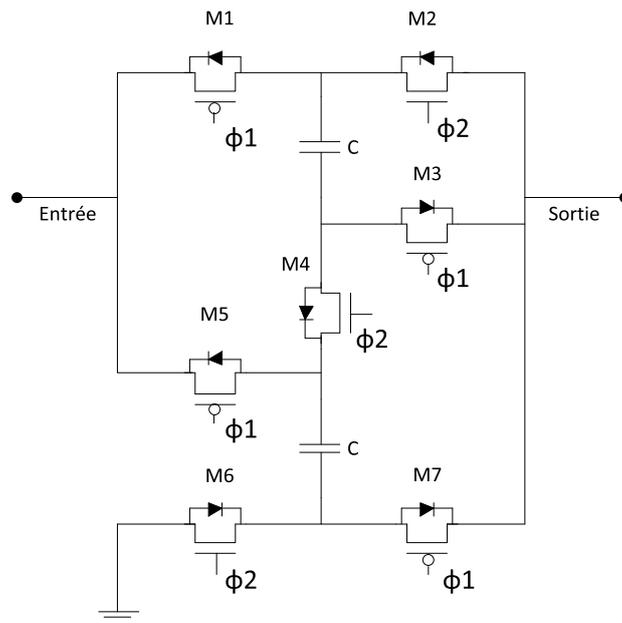


FIGURE 3.4: Schéma électrique de la cellule de conversion

La figure 3.5 représente la fréquence et le rendement obtenues après une optimisation pour chaque valeur de capacité. Ainsi, plus la surface de la capacité est réduite est plus le rendement diminue. Par conséquent, le rendement du convertisseur dépendra toujours de la surface que l'on peut lui allouer.

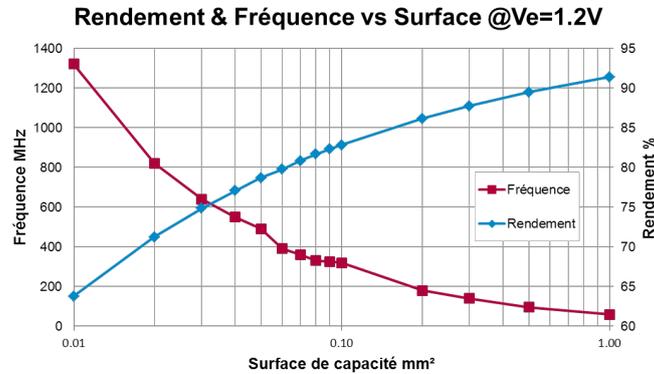


FIGURE 3.5: Rendement et fréquence optimal en fonction de la capacité

Deux courbes supplémentaires fournissent un élément de comparaison avec d'autres convertisseurs. D'abord, la densité de puissance, qui est le rapport de la puissance de sortie sur la surface occupée par le convertisseur donne une indication sur l'intégration. Comme les convertisseurs inductifs embarquent rarement une inductance sur silicium, la surface qu'elle occupe n'entre donc pas en compte. C'est l'étage de puissance et le contrôle qui représente la surface. La densité de puissance en fonction du rendement ainsi que le pourcentage de surface occupée par les interrupteurs permettent donc une comparaison plus objective.

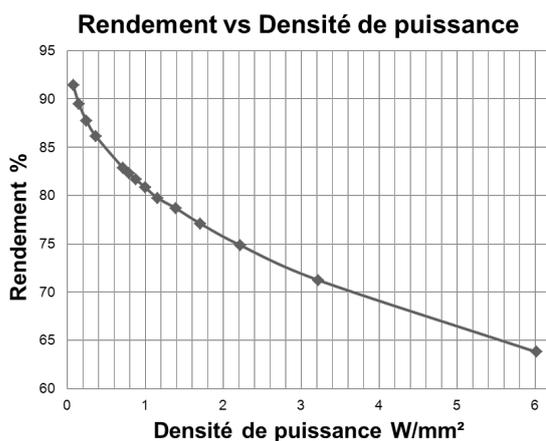


FIGURE 3.6: Densité de puissance et rendement

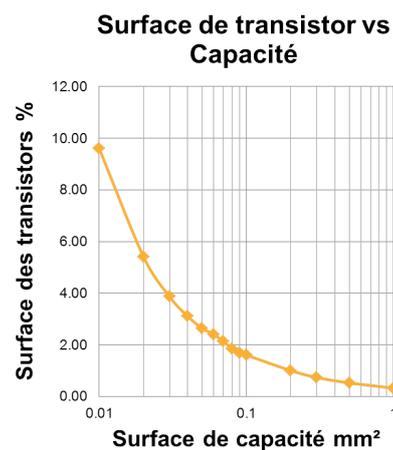


FIGURE 3.7: Surface occupée par les interrupteurs

Ce travail autour du convertisseur à capacités commutées a permis d'en analyser les performances en face des contraintes de conception et de layout. Ajouté à l'analyse du

convertisseur inductif, couvert par plusieurs thèse, le travail consiste maintenant à analyser les performances globales de l'architecture d'alimentation évoquée à la figure 1.6, en commençant par remplir le tableau de figures de mérite.

Critères	architecture actuelle : figure 1.4	évolution avec l'architecture actuelle : figure1.5	architecture envisagée : figure1.6
Consommation & performance	<i>Neutre</i>	–	+
Précision	<i>Neutre</i>	--	++
Réactivité	–	--	++
Surface silicium	<i>Neutre</i>	–	--
Nombre de passif	–	--	+
Encombrement de la carte	–	--	+
Packaging/intégration	–	--	+
Contrainte thermique	++	–	–
Intégrité	<i>Neutre</i>	--	+
Coût	<i>Neutre</i>	–	--

TABLE 3.1: Comparatif des stratégies d'alimentation

3.3 Calendrier

La thèse est découpée en quatre parties :

- Une première phase (en partie exposée dans ce rapport) concerne l'étude bibliographique.
- La deuxième phase portera sur la conception d'un convertisseur à capacités commutées en technologie 28FDSOI. Une étude préalable pour mettre en œuvre un système de contrôle et une topologie reconfigurable fera l'objet d'une publication. Un circuit sera réalisé et fera l'objet d'une campagne de mesure. La caractérisation et l'interprétation des résultats seront publiées.
- La troisième partie s'intéressera à la méthodologie de conception d'une architecture d'alimentation intégrée. La validation théorique pourra être publiée.
- La dernière partie concernera le rassemblement des résultats pour la rédaction du manuscrit de thèse ainsi que le livrable de mise en œuvre de la méthode de conception.

opportunité de publication L'analyse d'une structure d'alimentation enfouie au plus près des domaines de tension du SoC est originale au sens où la littérature ne l'aborde pas encore. Elle fera l'objet de publication dans un journal/transactions de caractère plutôt théorique (IEEE TCAS-I). Ensuite la démonstration de convertisseurs DC/DC en FDSOI28nm appellera des publications en SOI (IEEE ISSCC, IEEE TPE..).

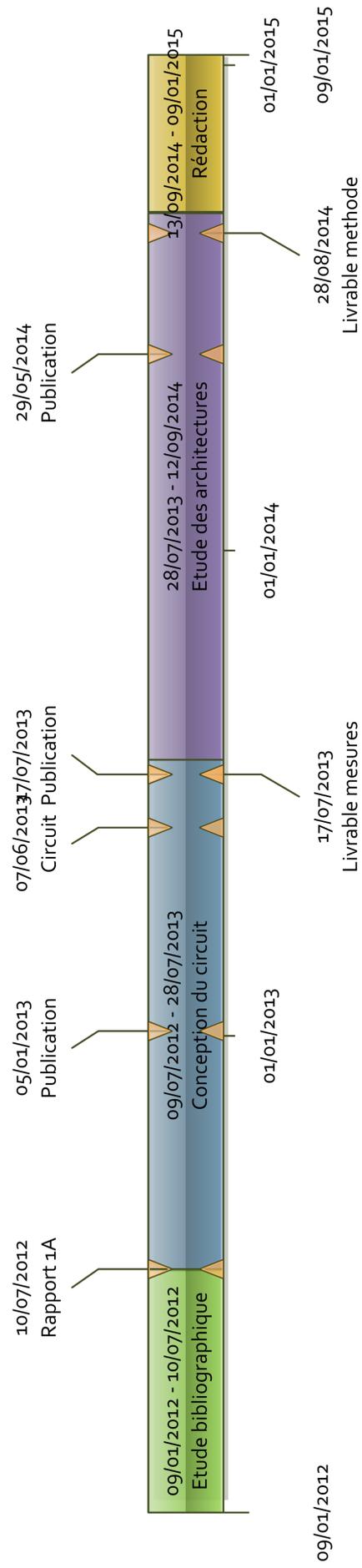


FIGURE 3.8: Calendrier du déroulement de la thèse

4 Conclusion

Le sujet de cette thèse correspond à un verrou industriel stratégique. Les nombreux travaux et projets en cours reflètent bien l'importance de la problématique. L'aboutissement doit permettre de lever les obstacles à la conception de circuits performants et proposer des architectures innovantes. La participation dans un projet de gestion d'énergie qui s'appuie sur une technologie d'intégration émergente constitue un terrain d'apprentissage très enrichissant. La conception d'une approche monolithique est donc difficile compte tenu d'un process dédié aux circuits numériques. Par ailleurs, l'accès au "multi-réticule" (service interne de mutualisation de silicium) est restreint car les coûts de production sont très élevés en 28nm. Il reste des difficultés métrologiques à ne pas négliger. Ceci n'empêche pas de croire à la réalisation de convertisseurs opérationnels.

Bibliographie

- [1] M. Horowitz, D. Stark, and E. Alon, “Digital circuit design trends,” *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, vol. 43, pp. 757–761, april 2008.
- [2] P. Greenhalgh, “Big. little processing with arm cortex a15 and cortex- a7,” tech. rep., ARM, 2011.
- [3] E. Sanchez-Sinencio and A. Andreou, *Low-Voltage/Low-Power Integrated Circuits and Systems : Low-Voltage Mixed-Signal Circuits*, pp. 174–206.
- [4] M. Keating, D. Flynn, R. Aitken, A. Gibbons, and K. Shi, *Low-Power Methodology Manual For System-on-Chip Design*. Springer, 2007.
- [5] I. T. R. for Semiconductors, “Sytem driver,” tech. rep., 2011.
- [6] K. Shi and D. Howard, “Sleep transistor design and implementation - simple concepts yet challenges to be optimum,” in *VLSI Design, Automation and Test, 2006 International Symposium on*, pp. 1–4, april 2006.
- [7] D. Ma and R. Bondade, “Enabling power-efficient dvfs operations on silicon,” *Circuits and Systems Magazine, IEEE*, vol. 10, pp. 14–30, quarter 2010.
- [8] E. Beigne and P. Vivet, “An innovative local adaptive voltage scaling architecture for on-chip variability compensation,” in *New Circuits and Systems Conference (NEW-CAS), 2011 IEEE 9th International*, pp. 510–513, june 2011.
- [9] W. Cheng and B. Baas, “Dynamic voltage and frequency scaling circuits with two supply voltages,” in *Circuits and Systems, 2008. ISCAS 2008. IEEE International Symposium on*, pp. 1236–1239, may 2008.
- [10] M. Meijer and J. de Gyvez, “Body-bias-driven design strategy for area- and performance-efficient cmos circuits,” *Very Large Scale Integration (VLSI) Systems, IEEE Transactions on*, vol. 20, pp. 42–51, jan. 2012.
- [11] M. Manninger, “Power management for portable devices,” in *Solid State Circuits Conference, 2007. ESSCIRC 2007. 33rd European*, pp. 167–173, sept. 2007.
- [12] R. Foley, F. Waldron, J. Slowey, A. Alderman, B. Narveson, and S. O’Mathuna, “Technology roadmapping for power supply in package (psip) and power supply on chip (pwrsoc),” in *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE*, pp. 525–532, feb. 2010.
- [13] G. Bai and I. Hajj, “Simultaneous switching noise and resonance analysis of on-chip power distribution network,” in *Quality Electronic Design, 2002. Proceedings. International Symposium on*, pp. 163–168, 2002.

- [14] S. Kose and E. Friedman, “Simultaneous co-design of distributed on-chip power supplies and decoupling capacitors,” in *SOC Conference (SOCC), 2010 IEEE International*, pp. 15–18, sept. 2010.
- [15] Y. Nabeshima, Y. Oizono, T. Okumura, and T. Sudo, “On-chip power integrity evaluation system,” in *Electromagnetic Compatibility of Integrated Circuits (EMC Compo), 2011 8th Workshop on*, pp. 165–169, nov. 2011.
- [16] T. Xu, P. Li, and B. Yan, “Decoupling for power gating : Sources of power noise and design strategies,” in *Design Automation Conference (DAC), 2011 48th ACM/EDAC/IEEE*, pp. 1002–1007, june 2011.
- [17] D. Hockanson and J. Dibene, “Power delivery for high performance processor packages - part i,” in *Electromagnetic Compatibility, 2007. EMC 2007. IEEE International Symposium on*, pp. 1–6, july 2007.
- [18] STEricsson, *PM4210 - Power management IC with battery charger and power path*.
- [19] M. D. Seeman, V. W. Ng, H.-P. Le, M. John, E. Alon, and S. R. Sanders, “A comparative analysis of switched-capacitor and inductor-based dc-dc conversion technologies,” in *Proc. IEEE 12th Workshop Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, pp. 1–7, 2010.
- [20] Y. Ramadass, A. Fayed, B. Haroun, and A. Chandrakasan, “A 0.16mm² completely on-chip switched-capacitor dc-dc converter using digital capacitance modulation for ldo replacement in 45nm cmos,” in *Proc. IEEE Int. Solid-State Circuits Conf. Digest of Technical Papers (ISSCC)*, pp. 208–209, 2010.
- [21] M. D. Seeman and S. R. Sanders, “Analysis and optimization of switched-capacitor dc-dc converters,” vol. 23, no. 2, pp. 841–851, 2008.

RAPPORT DE PREMIERE ANNEE DE THESE

Sujet :

VERS LE DEVELOPPEMENT DE MICROSYSTEMES HYBRIDES DEDIES
A LA MANIPULATION DE CELLULES EUCARYOTES OU DE
BACTERIES

Présenté par

Sylvain Toru

Directeur de thèse : François Buret

Co-encadrants : Marie Frénéa-Robin et Naoufel Haddour

2 juillet 2012

TABLE DES MATIERES

I. Introduction.....	3
1. Contexte du laboratoire	3
2. Contexte de l'étude : Pourquoi vouloir manipuler des cellules ?.....	4
3. Objectif de la thèse	5
II. Etat de l'art.....	8
1. Force acoustique primaire	8
2. La force acoustique secondaire.....	9
3. Dispositifs exploitant cette forces dans la littérature	10
4. Manipulation en temps réel de particules	11
IV. Travail réalisé	12
1. Mise au point des différentes étapes technologiques pour la réalisation des puces acousto-fluidiques	12
1.1 Fabrication des canaux en PDMS.....	12
1.2 Dépôt des électrodes	14
1.3 Collage des canaux sur le substrat.....	15
1.4 Structure d'accueil pour les puces.....	16
1.5 Principaux appareils utilisés.....	16
2. Alignements de particules.....	17
3. Réalisation d'une pince acoustique	20
VI. Perspectives	23
1. Optimisation de la structure des IDT	23
2. Réalisation d'une puce pour la manipulation en 2D.....	23
VIII. Conclusion.....	24
Bibliographie	25
Annexes	27

I. INTRODUCTION

1. CONTEXTE DU LABORATOIRE



Figure 1 - l'École Centrale Lyon

J'ai commencé en septembre 2011 une thèse au laboratoire Ampère sur le site de l'école Centrale Lyon. Il s'agit d'un laboratoire traitant à la fois de thématiques du génie électrique et de la microbiologie. Des équipes se sont donc créées à l'interface entre les deux domaines d'étude, comme par exemple l'équipe Bioélectromagnétisme et Microsystèmes du département Bioingénierie. N'étant pas biologiste de formation, j'ai pourtant toujours été attiré par ces thématiques, je me suis donc naturellement inséré dans cette équipe. Cette dernière travaille sur plusieurs sujets dont la réalisation de piles bactériennes (biopiles) ou encore le marquage de l'ADN par des nanoparticules magnétiques pour l'étude des transferts horizontaux de gènes entre bactéries du sol.

Ma thèse porte sur la réalisation de microsystèmes utilisant des ondes acoustiques pour manipuler des objets biologiques tels que des cellules eucaryotes ou des bactéries. Je travaille sous la direction de François Buret et je suis encadré par Naoufel Haddour et Marie Frénéa-Robin. Mon financement est un contrat doctoral avec une mission d'enseignement réalisée cette année à l'école Centrale Lyon dans l'équipe « Energie électrique » (l'année prochaine « traitement du signal »).

Cette première année de thèse a été très intéressante pour moi car cette étude est un nouveau domaine de recherche au sein de l'équipe et il a donc fallu développer toute la partie microfabrication avant de s'intéresser spécifiquement aux microsystèmes désirés.

2. CONTEXTE DE L'ETUDE : POURQUOI VOULOIR MANIPULER DES CELLULES ?

Dans la diversité des cellules existantes sur terre, il y a les bactéries, à la fois bonnes et mauvaises, et qui peuplent tous les endroits où elles peuvent exister. Mauvaises car elles peuvent être responsables de maladies et infections (exemple de la bactérie *Escherichia Coli*, à l'origine de la crise sanitaire de juin 2011) et bonnes car ce sont aussi elles qui peuvent nous guérir, soit de façon naturelle dans notre corps ou encore à travers des antibiotiques. En effet des bactéries peuvent créer des antibiotiques pour tuer d'autres bactéries qui leur sont défavorables. On estime que 70 % des antibiotiques actuels sont produits par moins de 1 % des bactéries cultivables actuellement répertoriées. Ceci signifie qu'une grande biodiversité microbienne reste encore inexplorée, tout en offrant un potentiel très important dans le domaine pharmaceutique et des biotechnologies [1].

Les bactéries jouent également un rôle primordial dans la formation des sols et leur évolution. Elles interviennent notamment dans le fonctionnement des cycles du carbone et de l'azote, voire dans la dépollution des sols. (Source : institut français de l'environnement).

Il est donc très intéressant pour toutes ces raisons d'étudier les bactéries qui nous entourent sachant qu'on estime que moins de 5% des bactéries sont connues. C'est principalement sur ce sujet que les microbiologistes du laboratoire Ampère travaillent, à savoir l'étude des bactéries du sol. Le sol est un milieu très intéressant à étudier car il présente une grande diversité de bactéries. Un gramme de sol peut contenir jusqu'à 600 millions de bactéries, représentant de 15 000 à 20 000 espèces différentes (source : institut français de l'environnement). Pour comprendre cela, une cause à la formation de bactéries nouvelles, et donc à l'augmentation de la diversité présente dans une terre est l'impact de la foudre sur ces bactéries. Le choc électrique causé par la foudre rend perméable les membranes cellulaires et permet l'échange de matériel génétique, créant ainsi de nouvelles espèces. Hormis la foudre, de nombreux processus naturels participent également au transfert horizontal de gènes entre bactéries du sol. Les travaux menés au laboratoire Ampère portent sur l'étude de ces transferts, dans la mesure où leur maîtrise peut permettre par exemple le développement de nouvelles techniques de dépollution des sols.

Un problème assez gênant pour leur étude est que seulement 1% des bactéries sont cultivables en laboratoire. En d'autres mots, on peut multiplier facilement le nombre de ces bactéries pour pouvoir les étudier. Pour le reste, qui est potentiellement aussi intéressant, il faut se contenter de petits échantillons ce qui rend difficile leur manipulation. Il est donc intéressant de développer des outils pour pouvoir isoler un faible nombre de cellules afin de pouvoir les étudier, dans des microsystèmes par exemple.

Une autre difficulté réside en leur étude elle-même. Une fois extraites du sol, les bactéries sont récupérées toutes ensemble, ce qui rend l'étude d'une bactérie en particulier assez difficile. L'extraction de l'ADN de cet ensemble de bactéries est possible mais il est alors difficile de tirer des conclusions précises car l'ADN de toutes les bactéries est mélangé. Les

statistiques conduites sur cet ADN total (approche dite « métagénomique ») aident les microbiologistes à en ressortir des données intéressantes mais l'analyse reste complexe. Pouvoir isoler une sous-population de bactéries pour l'étudier plus en détail faciliterait grandement le travail des microbiologistes.

L'exemple développé ci-dessus présente le cas de l'étude des bactéries du sol. Celui-ci est intéressant pour moi car beaucoup d'équipes au laboratoire Ampère travaillent sur ces thématiques et un travail commun sur une application précise pourra être développé. Les techniques de manipulation élaborées n'en demeurent pas moins intéressantes pour la manipulation de cellules eucaryotes ou d'autres objets biologiques. Par exemple, le diagnostic d'une maladie cellulaire (cancer...) et le tri des cellules en résultant peut être envisagé.

3. OBJECTIF DE LA THESE

Nous venons de voir qu'il est intéressant de pouvoir manipuler des faibles quantités de cellules ainsi que de les trier. L'utilisation de microsystèmes et de la microfluidique permet naturellement de travailler avec des petits volumes, typiquement quelques μL . C'est dans ce contexte que s'inscrit ma thèse, au sein de l'équipe microsystèmes.

Tous ces attraits font que la manipulation de cellules est un domaine très étudié. Plusieurs techniques existent dont les plus courantes sont la diélectrophorèse, la magnétophorèse, la manipulation optique et l'acoustophorèse. Toutes sont étudiées dans l'équipe Bioélectromagnétisme et microsystèmes du laboratoire Ampère. La pince optique utilise un laser et est exclusivement dédiée à la manipulation individuelle de particules. Des risques de détérioration thermique des cellules peuvent apparaître, en fonction de la puissance du laser employé. Les autres forces, répertoriées dans le Tableau 1, sont très similaires dans leur action. Toutes sont des forces volumiques, toutes exploitent le gradient d'une grandeur physique – l'énergie électrique pour la diélectrophorèse (et donc le champ électrique), l'énergie magnétique pour la magnétophorèse (et donc le champ magnétique) et l'énergie acoustique pour l'acoustophorèse (et donc le champ de pression) – et enfin toutes exploitent un contraste, soit une différence de propriété physique entre le milieu entourant les particules (indice m) et les particules elles-mêmes (indice p). La diélectrophorèse exploite une différence de permittivité complexe, qui dépend de la fréquence ce qui la rend très intéressante pour des applications telles que le tri nécessitant d'ajuster la sélectivité. La magnétophorèse exploite une différence de susceptibilité magnétique et le facteur de contraste de l'acoustophorèse est un peu plus compliqué et est relatif aux différences de densité et de compressibilité entre la particule et son milieu environnant.

Type de force	Expression de la force	Facteur de contraste
Diélectrophorèse	$F_{DEP} = 2\pi\epsilon_m r^3 \text{Re}(f_{CM}) \nabla E_{RMS} ^2$	Facteur de Clausius-Mossotti: $f_{CM} = \frac{\epsilon_p^*(\omega) - \epsilon_m^*(\omega)}{\epsilon_p^*(\omega) + 2\epsilon_m^*(\omega)}$
Magnéto-phorèse	$F_{Mag} = \frac{2\pi r^3 (\chi_p - \chi_m)}{3\mu_0} \nabla B ^2$	$\chi_p - \chi_m$
Acousto-phorèse	$F_{PRF} = -\frac{4\pi r^3}{3} \left(\frac{f_1}{2} \beta_m \nabla \langle p^2 \rangle - \frac{3f_2}{4} \rho_m \nabla \langle v^2 \rangle \right)$ $= -\left(\frac{\pi p_0^2 V_p \beta_m}{2\lambda} \right) \phi(\beta, \rho) \sin(2kx)$	$\phi = \frac{5\rho_p - 2\rho_m}{2\rho_p + \rho_m} - \frac{\beta_p}{\beta_m}$

Tableau 1 - Comparaison de différentes forces pour la manipulation de particules

En fonction de l'application et de ses contraintes on va donc choisir plutôt l'une ou l'autre de ces forces. Cependant, il faut noter que l'obtention de forces significatives en diélectrophorèse est obtenue notamment dans des milieux peu conducteurs, ce qui n'est pas le cas par exemple des milieux de culture de la plupart des cellules. De même, la différence de susceptibilité magnétique entre une cellule et son milieu est souvent très faible, réduisant l'influence de la force magnétique. Pour pouvoir l'exploiter correctement, un marquage préalable des cellules avec des particules magnétiques est nécessaire, rendant plus compliquée cette manipulation et soulevant la question du caractère potentiellement toxique des nanoparticules. L'acoustophorèse présente l'avantage de pouvoir être utilisée dans le milieu de culture des bio-particules utilisées car la différence de densité relative est souvent suffisamment grande pour être exploitée. De plus, aucun marquage n'est nécessaire pour cette méthode. Un autre avantage est la longue portée de cette force car celle-ci n'est pas localisée à proximité des électrodes/aimants mais partout où l'onde acoustique est présente sur le substrat. Tous ces avantages nous ont poussés à choisir l'acoustophorèse. Un inconvénient fréquemment cité est l'absence de « réglage » de ces ondes acoustiques, c'est-

à-dire l'impossibilité de pouvoir contrôler dynamiquement la trajectoire suivie par les particules. Jusqu'à récemment le seul paramètre sur lequel on pouvait jouer était l'alimentation ou non des transducteurs piézoélectriques pour aiguiller dans une sortie ou une autre des particules [2]. Sinon, la structure était fixe et l'onde stationnaire générée ne changeait pas [3], [4]. Nous allons voir dans les parties suivantes, notamment au chapitre III comment on peut s'affranchir de ce problème et avoir une manipulation beaucoup plus précise des particules.

La solution qui a été retenue est l'utilisation d'ondes acoustiques pour manipuler les différentes particules, plus précisément les ondes acoustiques de surface, sur l'exemple de ce qu'ont réalisé J. Shi et son équipe [4]. Des particules en suspension dans un liquide parcouru par une onde acoustique vont être soumises à des forces acoustiques qui vont les diriger vers les nœuds ou les ventres de l'onde si celle-ci est stationnaire, en fonction de leurs propriétés physiques : densité, compressibilité, volume. En utilisant ces forces, on peut imaginer plusieurs applications dont du tri cellulaire.

Mon travail de thèse s'articule donc autour de l'acoustophorèse, du dimensionnement des puces à leur réalisation technologique et jusqu'à leur exploitation pour créer des nouvelles fonctions de manipulation en système microfluidique.

II. ETAT DE L'ART

Une particule en suspension est soumise à des forces quand des ondes sonores se propagent à travers le milieu dans lequel elles baignent. Les ondes sont des perturbations de la position des particules du milieu, ce qui génère des forces autant sur leurs voisines que sur une particule en suspension quand elles se déplacent. Dans la plupart des cas ces forces sont toutes petites ou alors s'annulent entre elles. Cependant dans certaines situations comme le cas des ondes stationnaires, les particules suspendues vont être mises en mouvement. Les forces acoustiques responsables de ce mouvement peuvent être séparées en deux catégories : la force acoustique primaire, issue de l'interaction avec le champ acoustique principal et la force acoustique secondaire, issue de l'interaction avec l'onde diffractée par d'autres particules.

1. FORCE ACOUSTIQUE PRIMAIRE

Les recherches sur les forces acoustiques ont commencé en 1874 avec Kundt et Lehmann qui ont démontré que des particules pouvaient être affectées par des forces dans des ondes acoustiques stationnaires [5]. C'est plus tard en 1934 que King donna une première expression de la force pour une sphère rigide [6], travaux étendus par Yosioka et Kawasima aux sphères compressibles [7] en 1955, ainsi que par Gor'kov avec une autre approche en 1962 [8]. Ces théories décrivent comment une particule exposée à un champ acoustique stationnaire va être soumise à une force qui va la déplacer soit à un nœud de pression soit à un ventre, selon ses propriétés physiques. Cette force est proportionnelle au carré de l'amplitude de l'onde p_0 et au volume de la particule V_p , et inversement proportionnelle à la longueur d'onde λ . On note ρ_p et ρ_m les densités de la particule et du milieu ainsi que β_p et β_m leurs compressibilités respectives. $x=0$ correspond à la position du nœud de pression et k est le vecteur d'onde associé à λ .

$$F_{PRF} = - \left(\frac{\pi p_0^2 V_p \beta_m}{2\lambda} \right) \cdot \phi(\beta, \rho) \cdot \sin(2kx)$$

$$\phi(\beta, \rho) = \frac{5\rho_p - 2\rho_m}{2\rho_p + \rho_m} - \frac{\beta_p}{\beta_m}$$

Le terme ϕ représente le facteur de contraste acoustique, il contient les propriétés physiques de la particule et du milieu. Son signe indique la direction de la force acoustique : un facteur de contraste positif va entraîner les particules vers un nœud de pression et un négatif vers un ventre. Les Figure 2 et Figure 3 illustrent l'effet de la différence de signe du facteur de contraste.

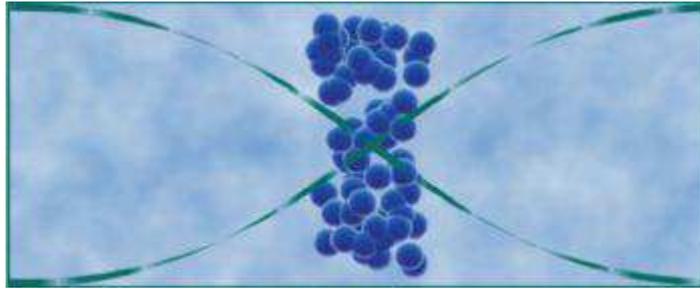


Figure 2 - Facteur de contraste positif : les particules sont attirées vers les nœuds de pression

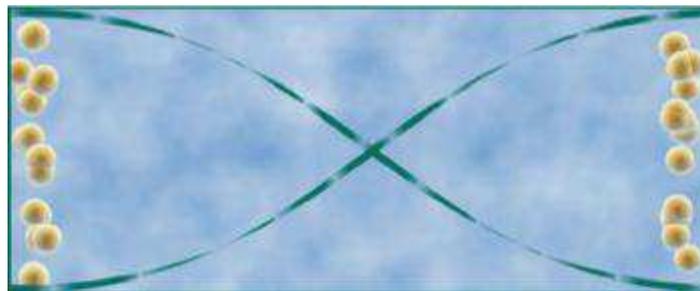


Figure 3 - Facteur de contraste négatif : les particules sont attirées vers les ventres de pression

2. LA FORCE ACOUSTIQUE SECONDAIRE

Quand deux particules sont présentes dans le même champ acoustique, chaque particule va être soumise aux ondes incidentes mais aussi aux ondes diffractées par l'autre. Cette onde diffractée rajoute une force d'interaction entre les particules : la force acoustique secondaire. Ce sont König [9] et Bjerknes [10] qui ont initié les recherches sur cette force, on l'appelle donc parfois la force de König ou Bjerknes. Sous l'hypothèse que les particules et la distance entre elles sont plus petites que la longueur d'onde, cette force pour le cas de deux sphères identiques dans une onde plane stationnaire est décrite par l'équation :

$$F_s = 4\pi a^6 \left(\frac{(\rho_p - \rho_m)^2 (3\cos^2(\theta) - 1)}{6\rho_m d^4} v^2(x) - \frac{\omega^2 \rho_m (\beta_p - \beta_m)^2}{9d^2} p^2(x) \right)$$

Où a est le rayon des particules, θ l'angle entre la direction de la ligne les reliant et la direction de propagation de l'onde incidente et $v(x)$ et $p(x)$ la valeur de la vitesse et de la pression du champ incident non perturbé par les particules et à leur position.

Si la force est positive, elle est répulsive et si elle est négative, attractive. L'influence de la force acoustique secondaire est petite par rapport à celle de la force acoustique primaire. Son maximum est environ deux ordres de grandeur plus petit que celui de l'autre qui a

typiquement un ordre de grandeur de 10-100pN. De plus, cette deuxième force acoustique est significative seulement quand les particules sont très proches.

3. DISPOSITIFS EXPLOITANT CETTE FORCE DANS LA LITTÉRATURE

Il existe principalement deux équipes qui développent des dispositifs exploitant la force acoustique primaire. L'équipe de professeur Laurell à Lund en Suède et celle de Shi aux États-Unis. Elles se distinguent par le type d'ondes acoustiques utilisées. Les premiers utilisent des ondes acoustiques de volume (Bulk Acoustic Waves ou BAW) en collant un morceau de piézoélectrique sur la puce réalisée en silicium et refermé par une lame de verre [11]. On peut voir un dispositif de ce type Figure 4.

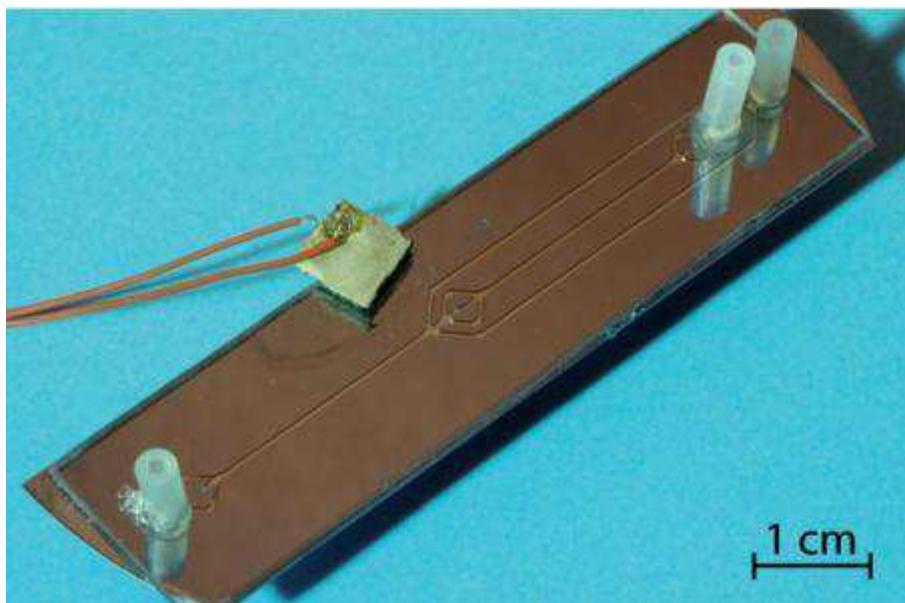


Figure 4 - Séparation acoustique utilisant des BAW [11]

Dans ce type de dispositif, le carré de piézoélectrique fait vibrer tout le matériau. Le canal forme une cavité résonnante qu'on vient exciter. Les conditions aux limites sont imposées par les parois de cette cavité qui sont rigides par rapport au fluide qui passe dans le canal. On a donc des ventres de pression sur les parois des canaux. La position des nœuds est quant à elle dictée par la vitesse de propagation du son dans le liquide. La largeur de la cavité résonnante est choisie pour avoir un nombre entier de demi-périodes (pour résonner !). La position des nœuds et des ventres dans le canal est donc fixe avec cette technique.

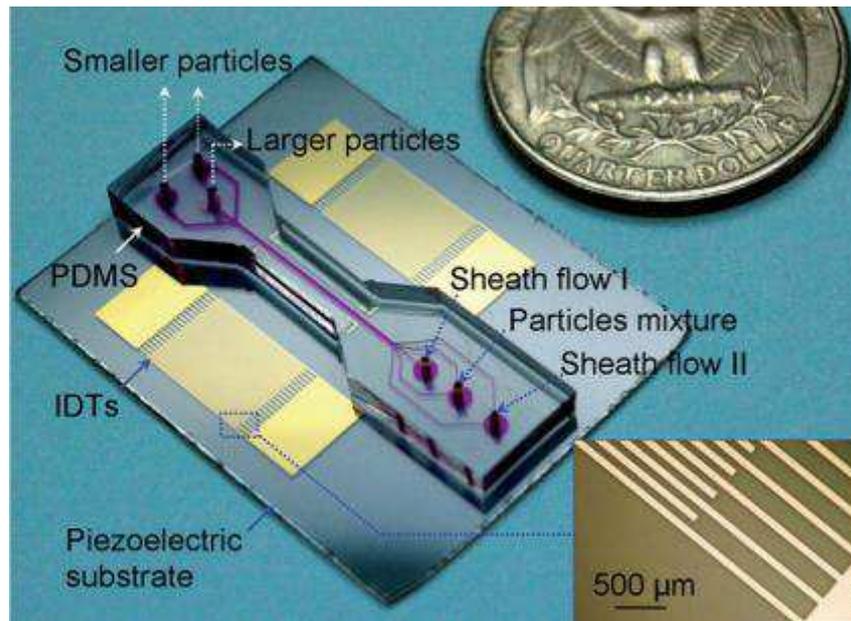


Figure 5 - Séparation acoustique utilisant des SAW [4]

Les seconds utilisent des ondes acoustiques de surface qui se propagent environ sur une longueur d'onde de hauteur et donc nécessitent moins d'énergie pour se propager. Le matériau piézoélectrique est ici une des parois du canal (le « sol ») et vibre donc à la fréquence imposée par les électrodes gravées sur celui-ci. Le liquide à l'intérieur du canal est en contact direct avec cette onde qui lui est transmise. La position des nœuds et des ventres est cette fois imposée par les électrodes (espacement, signal appliqué), il n'y a plus de cavité résonante. Ce type de technologie a été utilisé pour la concentration de particules en 1D [12] ou même en 2D en utilisant deux électrodes en quadrature [13].

4. MANIPULATION EN TEMPS REEL DE PARTICULES

En novembre 2011, une équipe américaine a publié un article sur la manipulation de billes en latex en 1D [14], suivi par une autre au début de l'année 2012 [15], [16] sur la manipulation de microbulles en 1D et 2D. Pour manipuler les particules, les auteurs utilisent la même technique que celle développée au cours de ma thèse, à savoir la modification du déphasage entre les deux électrodes générant l'onde acoustique de surface, comme détaillé en IV.3. Plus tard, toujours dans l'équipe de Shi, Ding *et al.* ont également démontré que la manipulation de différents objets était possible par modulation de fréquences à l'aide d'électrodes « multifréquentielles » [17], [18].

III. TRAVAIL REALISE

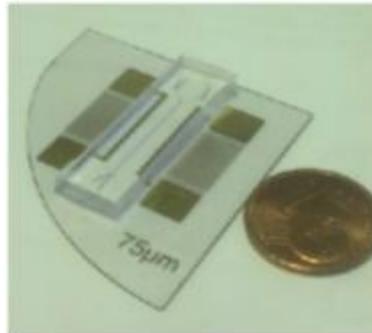


Figure 6 - Puce acousto-fluidique

A l'instar de Shi ([4] et [13]), nous avons décidé d'utiliser les ondes acoustiques de surface (SAW) pour trier des particules selon leur taille ou les manipuler. Cette structure utilise des technologies permettant d'une part le prototypage rapide des puces microfluidiques (PDMS) et d'autre part de pouvoir manipuler les nœuds de l'onde acoustique générée car aucune condition aux limites n'est imposée par les canaux.

Le travail réalisé a donc été d'une part axé sur toutes les étapes technologiques permettant la réalisation de ces puces et d'autre part sur la manipulation de billes de latex ou de bactéries.

On peut voir Figure 6 le résultat de ces étapes : une puce acousto-fluidique prête à être utilisée.

1. MISE AU POINT DES DIFFERENTES ETAPES TECHNOLOGIQUES POUR LA REALISATION DES PUCES ACOUSTO-FLUIDIQUES

Toutes les techniques de fabrication décrites ici sont réalisées dans la salle de microfabrication du laboratoire Ampère à l'exception du dépôt métallique qui est réalisé dans une salle blanche de l'INL sur une machine pour laquelle j'ai reçu une habilitation. J'ai également suivi une formation sur la microfluidique en général à l'ESPCI.

1.1 FABRICATION DES CANAUX EN PDMS

Les canaux sont réalisés en polydiméthylsiloxane (PDMS). C'est un polymère qui est très avantageux car il est transparent, rendant possible les manipulations sous microscope et il est biocompatible, ce qui permet de travailler avec des cellules eucaryotes ou des bactéries.

La réalisation des canaux se fait en plusieurs étapes. On parle de lithographie molle : on va venir couler du PDMS liquide sur un moule, celui-ci va ensuite durcir et prendre l’empreinte du moule.

Dans un premier temps on réalise le moule par photolithographie conventionnelle. Pour limiter les coûts, on utilise de la résine sèche [19] (film bleu photopatternable Eternal E 9220 50 μm , CTS) qu’on lamine sur des lamelles de verre. On insole ensuite à travers un masque en plastique imprimé chez un spécialiste (Xyrius, 10€/A4 environ) puis on révèle (dans du carbonate de sodium à 1%).

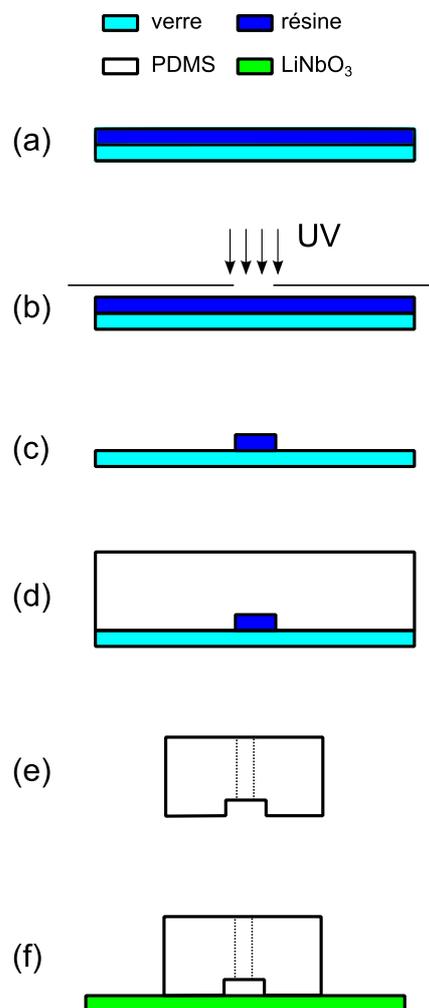


Figure 7 - Étapes de fabrication des canaux. (a) Dépôt d'une résine sèche, (b) Insolation, (c) Révélation, (d) Coulage du PDMS liquide+durcisseur, (e) Découpe des canaux et perçage des entrées/sorties, (f) Collage sur un substrat pour refermer le canal

Une fois les moules réalisés, on peut couler sur ceux-ci du PDMS liquide (PDMS Sylgard 184) auquel on aura préalablement ajouté un durcisseur (proportion 1/10). Après quelques heures à 75°C, le PDMS a polymérisé et on peut le démouler. On perce ensuite les entrées et

sorties à travers le PDMS et on referme les canaux en les collant sur une lame de verre ou dans notre cas sur un matériau piézoélectrique par plasma (cf. IV.1.3).

Toutes ces étapes de fabrication sont décrites Figure 7.

1.2 DÉPÔT DES ÉLECTRODES

Le matériau piézoélectrique que nous avons choisi est le niobate de lithium et les électrodes ont été réalisées en chrome/or. Ces caractéristiques ont été choisies pour reproduire dans un premier temps l'expérience de Shi [4] et espérer avoir des résultats similaires en termes de puissance utilisée et de force acoustique. Le niobate de lithium est connu pour avoir un fort coefficient de couplage entre tension appliquée et déformation obtenue dans la génération de SAW [12].

Les électrodes ont été déposées par évaporation du chrome (couche d'accroche) puis de l'or dans une chambre sous vide. Un faisceau d'électron est accéléré puis dévié pour venir frapper un métal situé dans un creuset. Celui-ci s'évapore ensuite et se dépose dans toute la chambre à un taux de croissance contrôlé par une microbalance à quartz.

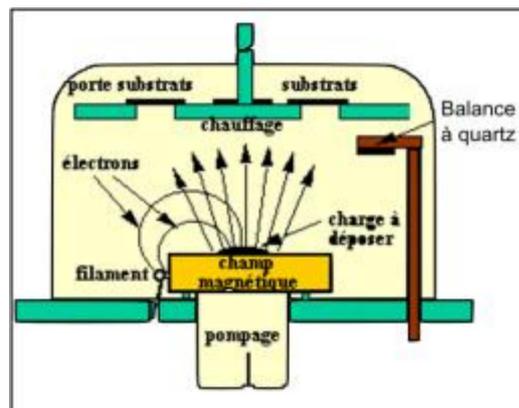


Figure 8 - Schéma de principe du bâti d'évaporation

Les électrodes sont formées par la technique du lift-off. Un fin masque de résine photosensible (S1813 de chez Shipley, résine positive) a été déposé sur le substrat puis structuré par photolithographie préalablement au dépôt de métal par évaporation. La résine est spincoatée à 4000rpm pendant 30s, cuite 4' à 105°C, insolée 20'' à 7mW/cm² puis recuite 4' à 105°C. Ainsi en enlevant la résine par l'action d'un solvant (acétone) sous ultrasons, le métal ne reste qu'aux endroits où il n'y avait pas de résine. Le procédé est décrit ci-dessous Figure 9.

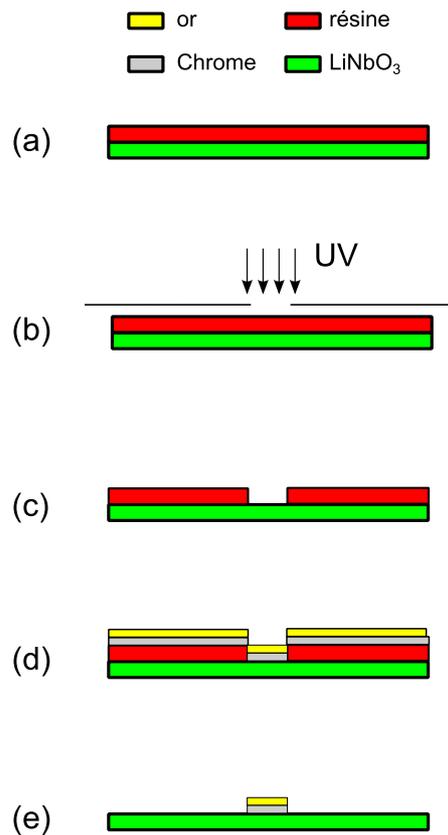


Figure 9 - Étapes de fabrication des électrodes par lift-off. (a) Dépôt de la résine par spin-coating, (b) Insolation, (c) Révélation, (d) Dépôt des métaux par évaporation, (e) Lift-off (solvant de la résine + ultrasons)

1.3 COLLAGE DES CANAUX SUR LE SUBSTRAT

Classiquement, le collage des canaux en PDMS se fait sur des lames de verre. Ces lames servent seulement à fermer les canaux (Figure 7, étape (f)). Elles ont l'avantage d'être transparentes à la lumière et de pouvoir être collées de façon irréversible au PDMS. Pour cela, on expose la lame de verre et le morceau de PDMS à un plasma à oxygène, ce qui a pour effet de créer des liaisons réactives $-\text{OH}$ en surface des deux parties. Quand on les met en contact, des réactions se produisent pour former des liaisons Si-O-Si , avec perte d'une molécule d'eau [20]. Il en résulte donc des liaisons covalentes entre PDMS et verre, soit un collage irréversible.

On peut essayer ce type de technique pour coller du PDMS sur du niobate de lithium mais le résultat n'est pas toujours aussi bon. De plus, au laboratoire, nous disposons seulement d'un plasma à air et non à oxygène, l'efficacité en étant encore diminuée.

Nous avons donc trouvé une alternative à ce type de collage : une fine couche de PDMS mélangée à de l'heptane pour le fluidifier est déposée sur le substrat à l'aide d'une tournette. Un passage au four évapore l'heptane et accélère la polymérisation de cette

couche. Pour finir, un collage PDMS-PDMS par plasma à air est effectué pour une assurer une liaison irréversible des canaux sur la fine couche.

Outre le collage qui est répétable et mieux maîtrisé, on peut aussi réutiliser un même substrat piézoélectrique avec différents canaux, ce qui est un avantage non négligeable au vu du prix des wafers et du temps de microfabrication des électrodes. En effet, si la liaison entre le canal et la fine couche est irréversible, on peut toutefois décoller assez aisément la fine couche du substrat afin de réemployer ce dernier.

1.4 STRUCTURE D'ACCUEIL POUR LES PUCES

Pour réaliser des contacts fiables entre les microélectrodes et le « monde macroscopique » (GBF, connectiques BNC ou SMA...), nous avons réalisé une carte PCB dans laquelle un trou a été réalisé pour laisser passer la lumière et permettre à tous les types de microscope d'être utilisables (normaux et inversés). De plus, la modification de cette carte nous sera utile pour optimiser le transfert de puissance en réalisant une adaptation d'impédance.

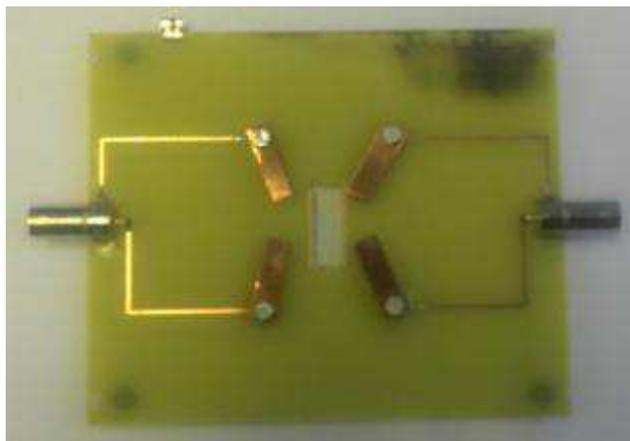


Figure 10 - PCB pour l'accueil des puces

1.5 PRINCIPAUX APPAREILS UTILISES

Pour utiliser la puce microfluidique correctement et pouvoir la caractériser, on la place sous un microscope, à fluorescence de préférence pour pouvoir par la suite suivre des cellules marquées. Une photo de la manipulation est visible Figure 11. L'alimentation se fait d'une part en fluide grâce au Fluigent qui est un appareil imposant une différence de pression entre l'entrée et la sortie du canal et d'autre part électriquement grâce à deux GBF qui ne sont pas sur la photo.

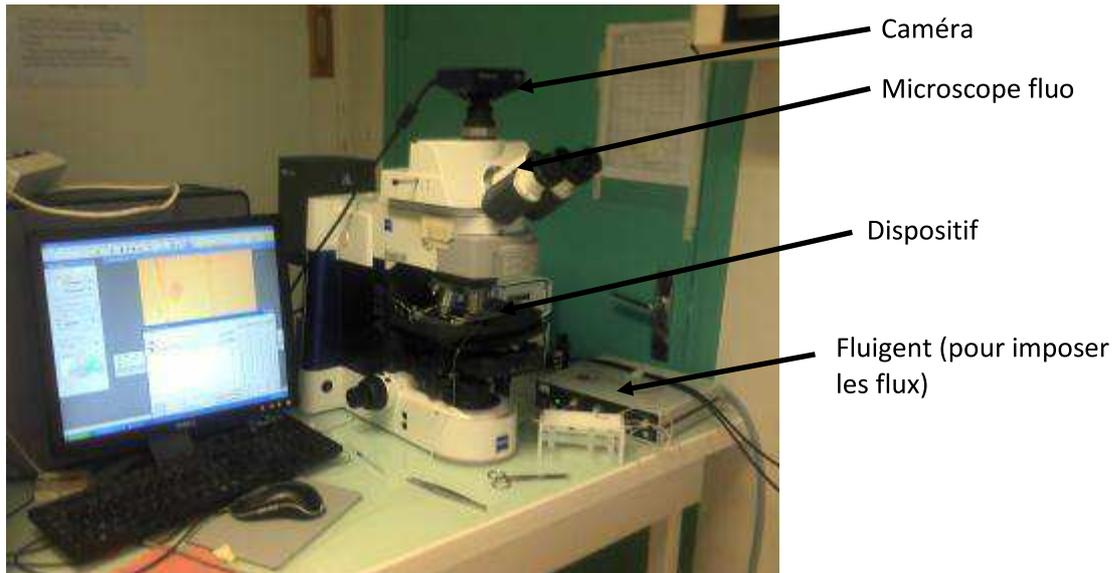


Figure 11 - Manipulation complète

2. ALIGNEMENTS DE PARTICULES

Dans un premier temps, pour vérifier que les microsystèmes construits fonctionnaient bien et que la manipulation acoustique de particules était possible, nous avons inséré différentes particules dans un canal : des billes de latex de $3\mu\text{m}$ et $20\mu\text{m}$ et des bactéries *Escherichia coli*.

Pour générer les ondes ultrasonores, des électrodes inter-digitées (IDT) sont fabriquées en salle blanche (cf. IV.1.2) sur un substrat piézoélectrique. On les excite avec un signal sinusoïdal issu de générateurs basses fréquences (GBF) pour mettre le matériau en vibrations. La longueur d'onde de ces vibrations est liée à la fréquence f des GBF et à la vitesse de propagation c_{LiNbO_3} des ondes dans le matériau piézoélectrique. Il existe une fréquence de résonance à laquelle on va travailler liée à la géométrie des électrodes [21]. On a alors :

$$\lambda = \frac{c_{\text{LiNbO}_3}}{f}$$

Deux ondes acoustiques de surface progressant en sens contraire s'ajoutent et interfèrent pour créer une onde stationnaire avec les ventres et nœuds de pression précédemment décrits.

Avant d'essayer de manipuler des cellules vivantes, nous avons réalisé des expériences avec des billes de différentes tailles ($3\mu\text{m}$ et $20\mu\text{m}$) pour observer leur comportement dans le champ acoustique. On peut voir le résultat Figure 12 avec des billes de $3\mu\text{m}$ de diamètre

dans de l'eau. Le débit est très réduit pour pouvoir observer les billes avec la caméra et leur migration vers les nœuds de pression.

Les billes migrent vers les nœuds assez lentement pour former finalement les lignes escomptées. On observe ainsi 4 faisceaux de billes espacés d'environ $150\mu\text{m}$, ce qui correspond aux attentes. Cependant, on remarque que les faisceaux n'ont pas la même largeur et qu'ils ne sont pas bien droits. De plus l'écart entre ces faisceaux n'est pas le même partout. Ceci est peut-être dû aux imperfections technologiques (mauvais collage : on voit de l'eau passer de l'autre côté du bord du canal...), à des effets de réflexion sur les bords du canal...

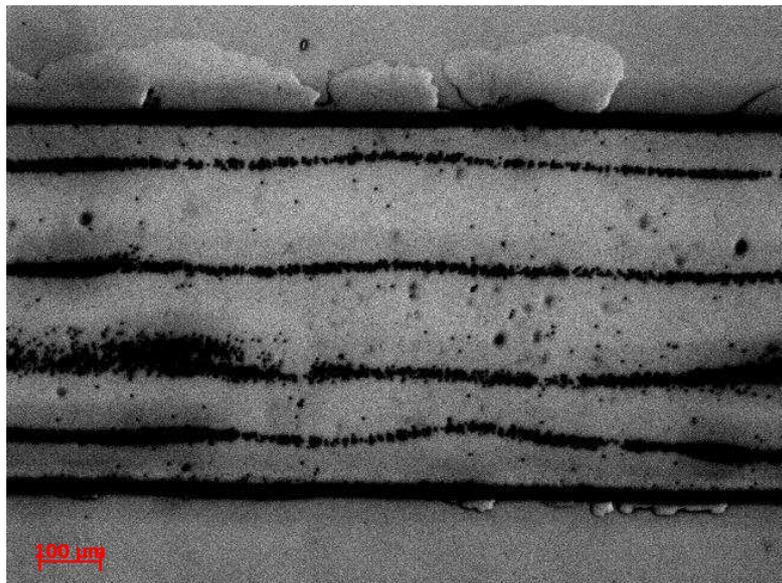


Figure 12 - Alignements de billes de $3\mu\text{m}$

Dans la Figure 13, ce sont des billes de polystyrène également mais de $20\mu\text{m}$ qui sont injectées dans le canal, toujours avec de l'eau. Elles migrent nettement plus vite vers les nœuds, ce qui nous conforte dans l'idée qu'un tri par la taille est possible (on rappelle que la force est proportionnelle au volume des particules). Là encore on peut faire les mêmes constatations que précédemment à savoir que les alignements ne sont pas parfaitement droits.

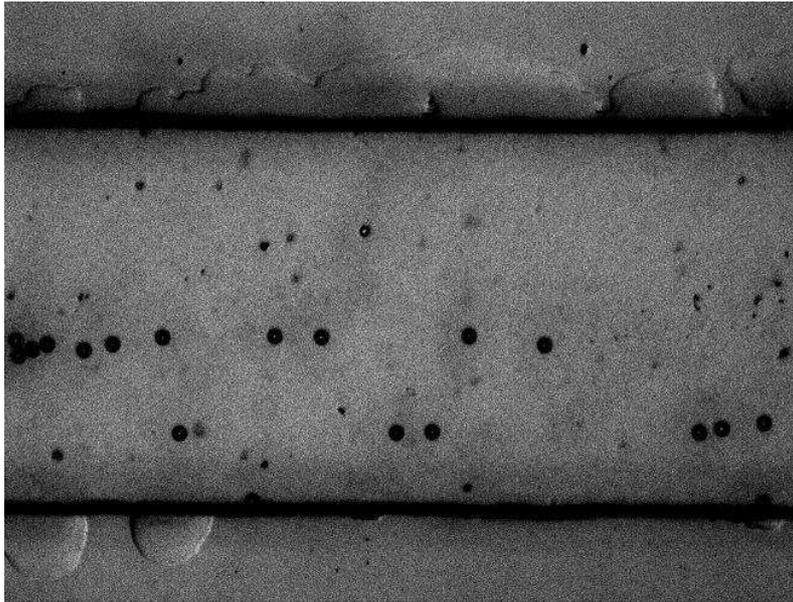


Figure 13 - Alignement de billes de 20 μm

Enfin, nous avons injecté des bactéries *E. coli* dans leur milieu de culture. Le résultat est présenté Figure 14, on voit au centre du canal un faisceau de bactéries (milieu *Luria Bertani*). Le résultat correspond également à nos attentes : la manipulation de bactéries est possible dans leur milieu de culture.

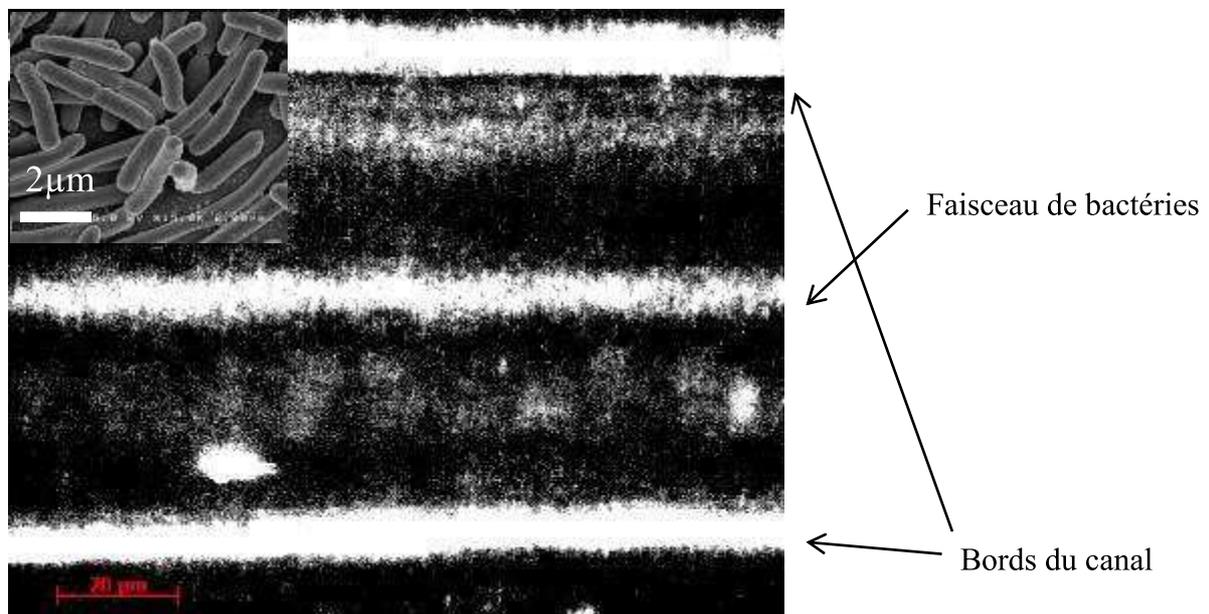


Figure 14 - Alignement de bactéries *E. coli*

3. REALISATION D'UNE PINCE ACOUSTIQUE

Pour alimenter les électrodes, on utilise deux GBF différents. On peut donc aller plus loin en modifiant la différence de phase entre les deux GBF (Figure 15), ce qui a pour effet de modifier la position du nœud de pression à l'intérieur du canal. L'onde de pression résultant de l'addition de deux ondes progressant en sens inverse est donnée par :

$$P = \frac{p_0}{2} \cos(\omega t - kx + \Delta\varphi) + \frac{p_0}{2} \cos(\omega t + kx)$$

$$P = p_0 \cos\left(kx - \frac{\Delta\varphi}{2}\right) \cos\left(\omega t + \frac{\Delta\varphi}{2}\right)$$

où ω et $\Delta\varphi$ correspondent à la fréquence d'excitation et au déphasage à l'origine entre les deux champs de pression et donc les deux signaux électriques appliqués aux IDTs. Les nœuds de pression sont donc situés aux positions x_0 vérifiant :

$$kx_0 - \frac{\Delta\varphi}{2} = \frac{\pi}{2} - n\pi \Leftrightarrow x_0 = \lambda \frac{\Delta\varphi}{720} + \frac{\lambda}{4} + \frac{n\lambda}{2}$$

où $\Delta\varphi$ est exprimé en degrés. Le facteur $\lambda/4$ est arbitraire car aucune origine sur l'axe des x n'a été choisie. Cette équation nous confirme que les nœuds sont bien distants de $\lambda/2$ et surtout qu'un déphasage de $\Delta\varphi$ conduit à un décalage du nœud de l'onde stationnaire de $\lambda \times \Delta\varphi / 720$.

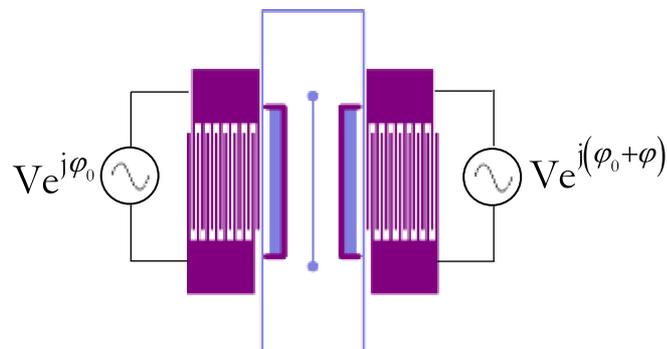


Figure 15 - Schéma du montage pour la pince acoustique

La position d'une particule est donc contrôlée dans la direction du canal par la valeur du débit et dans la direction perpendiculaire par le déphasage entre les deux GBF. Il est possible de manipuler une particule qui se retrouve piégée dans un nœud de pression, - d'où le terme « pince acoustique » - comme bon nous semble dans la largeur du canal. Cette manipulation a l'avantage de se faire sans contact physique avec la particule et est également configurable à souhait puisque la modification du déphasage se fait soit manuellement sur un GBF soit logiciellement en communiquant avec lui par GPIB. Par exemple, en fonction de certaines propriétés qu'auraient ces particules, à déterminer selon l'application (on peut penser à sa densité, sa taille, le caractère sain ou malade d'une cellule...), on peut l'aiguiller vers la sortie du canal adéquate, comme illustré Figure

16. Selon le résultat du test dans cet exemple, on peut diriger la cellule vers une des trois sorties. De plus, avec la même puce, si on décide de réaliser un autre test ou de réaffecter l'ordre des sorties c'est aussi possible.

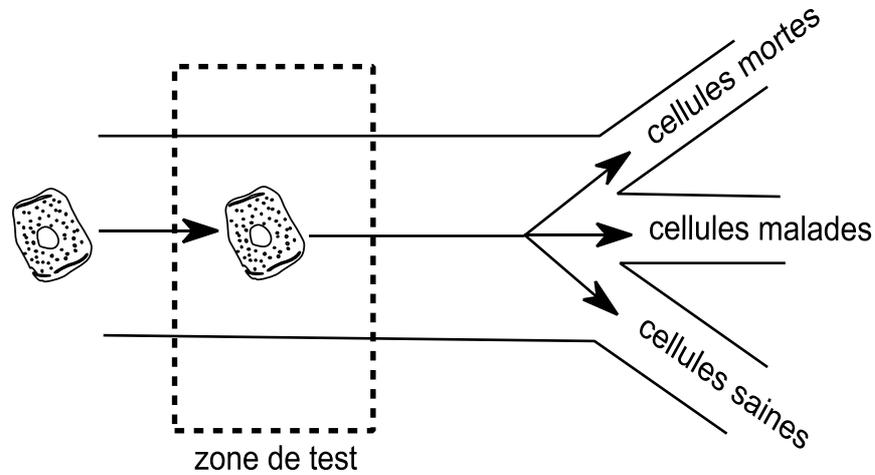


Figure 16 - Tri de cellule reconfigurable

On peut voir sur la Figure 17 le contrôle de la position d'une bille en latex de $3\mu\text{m}$ de diamètre. De haut en bas, on modifie la phase entre les deux IDTs de -180° à $+180^\circ$. La bille parcourt donc une distance de $\lambda/2$ soit $150\mu\text{m}$. Le canal quant à lui fait environ $300\mu\text{m}$ de large.

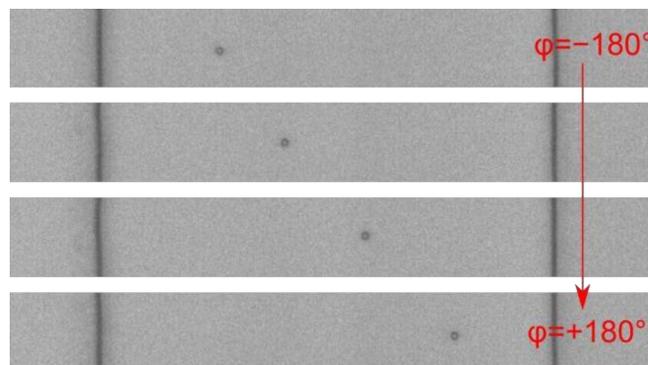


Figure 17 - Contrôle de la position d'une bille de $3\mu\text{m}$ dans un canal

Enfin, sur la Figure 18, un faisceau de bactéries est représenté pour 2 phases à l'origine différentes. Reste à quantifier ces mouvements pour différentes particules de façon dynamique.

Ces résultats ont fait l'objet d'une publication [22], jointe en annexe, qui sera présentée à la conférence IEEE EMBC fin août 2012 et ont aussi été présentés aux journées annuelles du GDR SEEDS fin juin 2012.

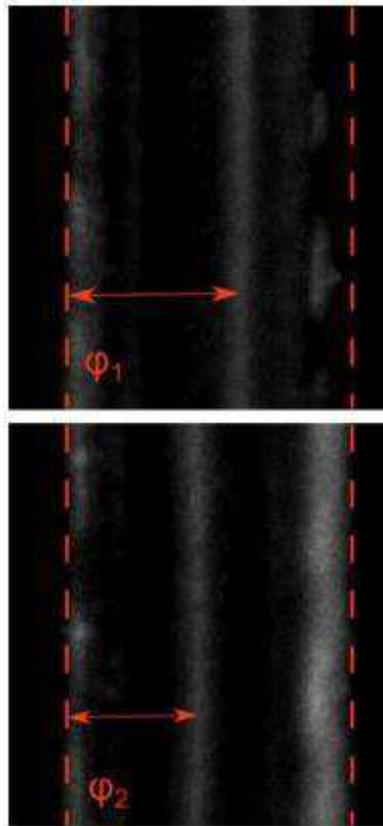


Figure 18 - Contrôle de la position d'un faisceau de *E. coli* dans un canal

IV. PERSPECTIVES

1. OPTIMISATION DE LA STRUCTURE DES IDTS

L'amplitude de la force acoustique utilisée pour manipuler des particules est directement proportionnelle à l'amplitude de l'onde acoustique au carré. Maximiser cette amplitude est donc très important. Deux choses peuvent être envisagées pour y arriver.

Premièrement, le couplage électromécanique doit être optimisé. Pour ça, une collaboration est en cours avec le laboratoire d'acoustique LMFA sur le campus de Centrale Lyon et plus particulièrement avec le professeur invité du laboratoire polonais IPPT (Varsovie) Tomasz Zielinski. La simulation du dispositif est en cours : propagation de l'onde acoustique, couplage avec les IDTs, couplage avec le canal en PDMS et le liquide et avec les particules présentes dans ce canal. Une fois une simulation fiable établie, différentes formes d'électrodes pourront être utilisées et comparées.

Deuxièmement, pour un rendement maximum du transfert de puissance entre les générateurs et les électrodes, il est important de réaliser un étage d'adaptation d'impédance, ce qui peut être fait sur le PCB décrit en IV.1.4.

2. REALISATION D'UNE PUCE POUR LA MANIPULATION EN 2D

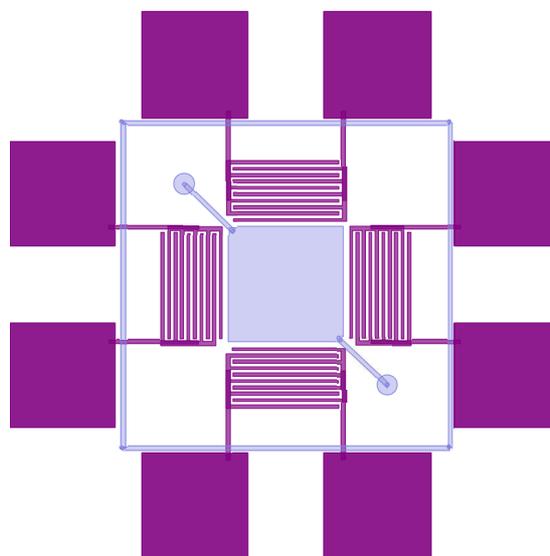


Figure 19 - Masque de la structure 2D

Maintenant que la manipulation en 1D est maîtrisée, la prochaine étape est de rajouter des électrodes dans une deuxième direction de propagation perpendiculaire à la première pour pouvoir contrôler la position de particules dans les deux dimensions et ne plus être dépendant de la vitesse du flux dans le canal. On peut voir en Figure 19 les masques déjà réalisés pour cette avancée technologique.

V. CONCLUSION

Cette première année de thèse a permis d'une part au laboratoire Ampère d'acquérir les connaissances et la technologie nécessaires pour pouvoir réaliser des puces microfluidiques pour pouvoir dans un premier temps réaliser des puces acousto-fluidiques, et d'autre part de valider l'approche retenue pour le contrôle de la position de particules dans un canal à savoir le contrôle de la phase entre les signaux appliqués aux deux électrodes.

La technologie est donc maîtrisée et la fabrication de telles puces n'est plus un problème et de nouveaux dispositifs vont pouvoir être testés, notamment pour la manipulation en 2D de particules. De plus, l'acquisition récente par l'équipe d'une pince optique va nous permettre de pouvoir faire des mesures de force et sera un nouvel outil pour la caractérisation des forces acoustiques développées.

Cette première année de thèse a été très valorisante car des résultats encourageants ont été obtenus. Ces résultats ont été obtenus après un apprentissage très enrichissant des différentes étapes technologiques nécessaire à la réalisation de puces acousto-fluidiques. J'ai également pu apprendre à utiliser des logiciels de simulation par éléments finis comme COMSOL multiphysique, de dessin de masque comme Clewin, de programmation comme LabView et de traitement d'images comme imageJ.

Les deux années restantes vont être pour moi l'occasion d'aller plus loin dans le design de telles puces et d'obtenir des résultats innovants pour la manipulation par exemple de bactéries du sol déjà étudiées par les équipes de microbiologie du laboratoire Ampère.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] C. Dauga, “La diversité insoupçonnée du monde microbien,” 2005.
- [2] T. Franke, S. Braunmüller, L. Schmid, A. Wixforth, and D. a Weitz, “Surface acoustic wave actuated cell sorting (SAWACS).,” *Lab on a chip*, vol. 10, no. 6, pp. 789-94, Mar. 2010.
- [3] F. Petersson, L. Aberg, A.-M. Swärd-Nilsson, and T. Laurell, “Free flow acoustophoresis: microfluidic-based mode of particle and cell separation.,” *Analytical chemistry*, vol. 79, no. 14, pp. 5117-23, Jul. 2007.
- [4] J. Shi, H. Huang, Z. Stratton, Y. Huang, and T. J. Huang, “Continuous particle separation in a microfluidic channel via standing surface acoustic waves (SSAW),” *Lab on a chip*, vol. 9, no. 23, pp. 3354-9, Dec. 2009.
- [5] A. and O. L. Kundt, “Longitudinal vibrations and acoustic figures in cylindrical columns of liquids,” *Annalen der Physik und Chemie (Poggendorff's ...)*, 1874.
- [6] L. V. King, “On the acoustic radiation pressure on spheres,” *Proceedings of the Royal Society of London. Series A-Mathematical and Physical Sciences*, vol. 147, no. 861, p. 212, 1934.
- [7] K. Yosioka and Y. Kawasima, “Acoustic radiation pressure on a compressible sphere,” *Acustica*, vol. 5, no. 3, pp. 167–173, 1955.
- [8] L. Gor’Kov, “On the forces acting on a small particle in an acoustical field in an ideal fluid,” in *Soviet Physics Doklady*, 1962, vol. 6, p. 773.
- [9] W. König, “Hydrodynamisch-akustische Untersuchungen,” *Annalen der Physik*, vol. 278, no. 3, pp. 353–370, 1891.
- [10] V. Bjerknes, *Die Kraftfelder*, vol. 28. F. Vieweg, 1909.
- [11] P. Augustsson, J. Persson, S. Ekström, M. Ohlin, and T. Laurell, “Decomplexing biofluids using microchip based acoustophoresis.,” *Lab on a chip*, vol. 9, no. 6, pp. 810-8, Mar. 2009.
- [12] J. Shi, X. Mao, D. Ahmed, A. Colletti, and T. J. Huang, “Focusing microparticles in a microfluidic channel with standing surface acoustic waves (SSAW),” *Lab on a chip*, vol. 8, no. 2, pp. 221-3, Feb. 2008.
- [13] J. Shi, D. Ahmed, X. Mao, S.-C. S. Lin, A. Lawit, and T. J. Huang, “Acoustic tweezers: patterning cells and microparticles using standing surface acoustic waves (SSAW),” *Lab on a chip*, vol. 9, no. 20, pp. 2890-5, Oct. 2009.
- [14] N. D. Orloff et al., “Manipulating particle trajectories with phase-control in surface acoustic wave microfluidics,” *Biomicrofluidics*, vol. 5, no. 4, p. 044107, 2011.

-
- [15] L. Meng et al., "Transportation of single cell and microbubbles by phase-shift introduced to standing leaky surface acoustic waves," *Biomicrofluidics*, vol. 5, no. 4, p. 044104, 2011.
- [16] L. Meng et al., "Precise and programmable manipulation of microbubbles by two-dimensional standing surface acoustic waves," *Applied Physics Letters*, vol. 100, no. 17, p. 173701, 2012.
- [17] X. Ding, J. Shi, S.-C. S. Lin, S. Yazdi, B. Kiraly, and T. J. Huang, "Tunable patterning of microparticles and cells using standing surface acoustic waves," *Lab on a Chip*, no. 1, 2012.
- [18] X. Ding et al., "On-chip manipulation of single microparticles, cells, and organisms using surface acoustic waves.," *Proceedings of the National Academy of Sciences of the United States of America*, no. 2, pp. 1-5, Jun. 2012.
- [19] K. Stephan et al., "Fast prototyping using a dry film photoresist: microfabrication of soft-lithography masters for microfluidic structures," *Journal of Micromechanics and Microengineering*, vol. 17, p. N69, 2007.
- [20] S. Bhattacharya, a. Datta, J. M. Berg, and S. Gangopadhyay, "Studies on surface wettability of poly(dimethyl) siloxane (PDMS) and glass under oxygen-plasma treatment and correlation with bond strength," *Journal of Microelectromechanical Systems*, vol. 14, no. 3, pp. 590-597, Jun. 2005.
- [21] Y. K. Yong, "Analysis of periodic structures for BAW and SAW resonators," in *Ultrasonics Symposium, 2001 IEEE*, 2001, vol. 1, pp. 781-790.
- [22] S. Toru, M. Frenea-robin, N. Haddour, and F. Buret, "Tunable and Label-Free Bacteria Alignment Using Standing Surface Acoustic Waves," in *IEEE engineering in medicine and biology magazine : the quarterly magazine of the Engineering in Medicine & Biology Society*, 2012.

ANNEXES

“Tunable and Label-Free Bacteria Alignment Using Standing Surface Acoustic Waves” page suivante.

Tunable and Label-Free Bacteria Alignment Using Standing Surface Acoustic Waves

S. Toru, M. Frenea-Robin, N. Haddour, F. Buret

Abstract— This paper describes a new technique for focusing bacteria in a microfluidic channel and subsequently controlling their trajectory. Bacteria alignment is obtained using standing surface acoustic waves (SSAW) generated by two interdigitated transducer electrodes (IDTs) patterned on a piezoelectric wafer. The bacteria are focused in the standing wave pressure nodes, separated by half a wavelength, the electrode geometry and applied voltage frequency being chosen accordingly. Interestingly, the position of a pressure node can be modulated by introducing a phase shift between the electrical signals applied to both IDTs. The bacteria, trapped in this node, follow it and can therefore be deflected. This technique works with label-free bacteria in their culture medium and induces low power consumption, which is very interesting for portable devices.

I. INTRODUCTION

Biologists are very interested in manipulating cells, and sorting them depending on their size, composition or biological function. In the field of contactless particle manipulation, four methods are widely used in microfluidic devices, namely dielectrophoresis [1], magnetophoresis [2], optical trapping [3] and acoustophoresis [4]. Dielectrophoretic techniques are not well suited to the manipulation of cells in highly conductive culture media, because of possible adverse effects due to Joule heating and because positive dielectrophoresis can not be observed in such media. Magnetic techniques require cells to be labeled with magnetic particles, which is not suitable in applications where the cell should remain unmodified. Optical tweezers enable single cell manipulation with high 3D precision but they are not adapted to the simultaneous handling of a large cell number and usually require a more complex setup. That leads us to acoustic manipulation. This technique can be used with label-free cells and theoretically in all kind of media. Moreover, the long-range effects of acoustic forces can be exploited to manipulate many particles simultaneously. Two main ways of generating acoustic waves are described in the literature. Some use bulk acoustic waves (BAW): a piezoelectric plate vibrates and initiates a wave amplified in a microchannel acting as a resonant cavity [5], [6]. The

S. Toru is PhD student at Ecole Centrale Lyon, Ecully, France; CNRS, UMR 5005, Laboratoire Ampère (corresponding author); email: sylvain.toru@ec-lyon.fr

M. Frenea-Robin is assistant professor at University of Lyon, France, F-69622; CNRS, UMR 5005, Laboratoire Ampère; email: marie.frenea-robin@univ-lyon1.fr

N. Haddour is assistant professor at Ecole Centrale Lyon, Ecully, France; CNRS, UMR 5005, Laboratoire Ampère; email: naoufel.haddour@ec-lyon.fr

F. Buret is professor at Ecole Centrale Lyon, Ecully, France; CNRS, UMR 5005, Laboratoire Ampère; email: francois.buret@ec-lyon.fr

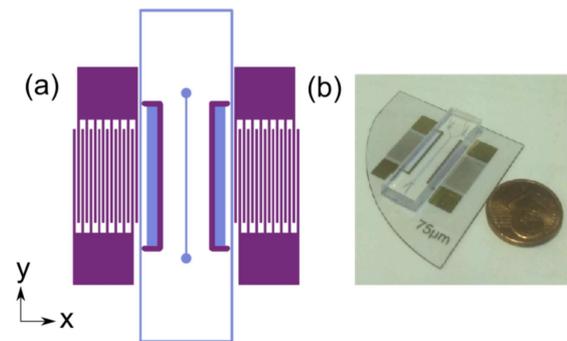


Figure 1. (a) Electrodes, microchannel and alignment marks, (b) An example of acoustofluidic device

drawback of this technique is that the channel geometry imposes the boundary conditions and thus the position of the nodes and anti-nodes of the resulting wave, making the movement of those nodes impossible. Besides, in [7], Shi *et al.* have pointed out that with their poor reflection coefficient, soft polymers as polydimethylsiloxane (PDMS), widely used in microfabrication were not suited to BAWs. To avoid this, surface acoustic waves (SAW) can be used [8–10]. Electrodes are deposited on a piezoelectric substrate, on which a channel is bonded (Fig. 1). As a result, the SAW travels on a surface that is also a side of the channel, and the acoustic energy is transferred to the fluid. We have chosen this technique which also has the advantage of a lower electric consumption. To our knowledge, until recently, the possibility to move laterally a focused particle stream was not exploited. As explained above, the use of BAW intrinsically imposes the stream position. Moreover, in past studies involving SAW devices, the same electrical signal was applied to both IDTs, which prevented phase-control of particle trajectories. Yet, in a recent study, Orloff *et al.* [10] have shown that moving latex beads trapped in a pressure node was possible by moving this node playing on the phase between the electrical signals applied to the IDTs. In this paper, we demonstrate that we can focus bacteria in a microfluidic channel and control their trajectory, which can be useful in applications such as microflow cytometry or medium exchange.

II. THEORY

Once in the microchannel, bacteria experience several forces. Buoyancy and gravity are balanced since they have almost the same magnitude but are opposite in direction (z direction). In the y direction, bacteria are driven by the fluid flow from an inlet to the outlet but do not experience any force. Finally, in the lateral direction (x), we have two

forces: the acoustic force we created and the viscous force, resulting from the bacteria displacement. The expression of the primary acoustic force (F_r) in a SSAW on a particle [11], [12] and the viscous force (F_v) are given by:

$$F_r = -\left(\frac{\pi p_0^2 V_p \beta_m}{2\lambda}\right) \phi(\beta, \rho) \sin(2kx_0) \quad (1)$$

$$\phi(\beta, \rho) = \frac{5\rho_p - 2\rho_m}{2\rho_p + \rho_m} \frac{\beta_p}{\beta_m} \quad (2)$$

$$F_v = -6\pi\eta r v \quad (3)$$

where p_0 , V_p , λ , k , x_0 correspond to pressure amplitude, particle volume, ultrasonic wavelength, wave vector and distance from a pressure node. β_m , β_p , ρ_m , ρ_p are the respective compressibility and densities of the medium and particle, denoted by the subscripts “m” and “p”. η , r and v represent medium viscosity, particle radius and velocity. Depending on their relative density and compressibility to the medium, particles will be pushed either to a pressure node or anti-node, which is denoted by the sign of the contrast factor Φ . In our case, bacteria have a positive contrast factor Φ . In our case, bacteria have a positive contrast factor and move towards pressure nodes. Now, let examine where those pressure nodes are located. Two surface acoustic waves are generated at the same frequency and amplitude and travel in opposite direction. The resulting pressure field is given by:

$$P = \frac{p_0}{2} \cos(\omega t - kx + \Delta\varphi) + \frac{p_0}{2} \cos(\omega t + kx) \quad (4)$$

$$P = p_0 \cos\left(kx - \frac{\Delta\varphi}{2}\right) \cos\left(\omega t + \frac{\Delta\varphi}{2}\right)$$

where ω and $\Delta\varphi$ correspond to the excitation frequency and initial phase shift between the two pressure fields. We can notice that it is similarly the initial phase-shift between the two displacement fields or electrical signals applied to the IDTs. The pressure nodes are located at x_0 verifying:

$$kx_0 - \frac{\Delta\varphi}{2} = \frac{\pi}{2} - n\pi \Leftrightarrow x_0 = \lambda \frac{\Delta\varphi}{720} + \frac{\lambda}{4} + \frac{n\lambda}{2} \quad (5)$$

where $\Delta\varphi$ is expressed in degrees. The $\lambda/4$ factor is arbitrary because no origin on the x axis for the position has been chosen. Equation (5) tells us that pressure nodes are spaced $\lambda/2$ apart, and mostly that an initial phase shift of $\Delta\varphi$ leads to a position shift of $\lambda \times \Delta\varphi / 720$ for the pressure node.

III. DEVICE DESIGN AND FABRICATION

The microfluidic device we present in this paper consists in two main components: a piezoelectric substrate on which a set of two interdigitated transducers (IDTs) are patterned and a microfluidic channel molded in PDMS (Fig. 1). The piezoelectric substrate is a 128° Y-cut lithium niobate (LiNbO_3) crystal, and the acoustic wave propagate along the X-axis. The operating frequency is directly linked to the

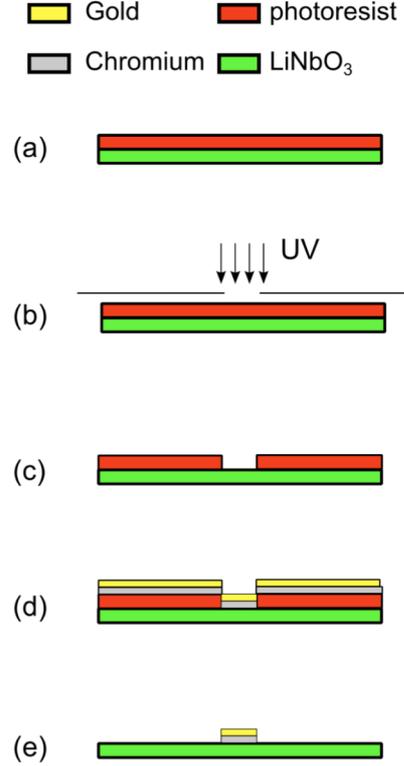


Figure 2. Electrodes deposition: (a) photoresist spincoating, (b) UV exposure, (c) development, (d) metal evaporation, (e) lift-off

finger spacing and the speed of sound in LiNbO_3 . Fingers and fingers spacing of $75\mu\text{m}$, which theoretically correspond to $\lambda/4$, lead to a frequency close to 13MHz. To produce the electrodes, we first patterned the LiNbO_3 substrate with positive photoresist (S1813, Shipley), spun at 4000 rpm for 30 s to obtain a thickness of about $2\mu\text{m}$. Following UV exposure (140 mJ/cm^2), the resist was developed on its developer (S351, Shipley) for 60s. Then, we deposited 50nm of chromium as an adhesive layer and 150nm of gold with an e-beam evaporator (Leybold) before removing the photoresist and the metal attached with a lift-off process (Fig. 2). The PDMS microchannels were fabricated using standard soft-lithography [13]. First, a dry film photoresist (E9220, laminar) was laminated onto a glass slide, before being exposed to a UV source (75 mJ/cm^2) through a plastic photomask. After development in 0.8 % sodium carbonate for 5 minutes, the resist was hard baked for a few seconds. PDMS base and its curing agent (SylgardTM 184 kit, Dow corning) were mixed in a 10:1 weight ratio, poured on this mold, and then cured at 100°C for one hour. After drilling the inlets and outlets, surfaces on PDMS and LiNbO_3 were activated with oxygen plasma (2 minutes at 20 sccm oxygen flow rate, 200 mTorr chamber pressure, 53W power). To ensure parallelism between the pressure nodes and the microchannel walls, proper alignment of the electrodes with those walls was required. A drop of ethanol was deposited between the two parts, acting as a lubricant and allowing the PDMS channel to slip on the piezoelectric substrate, until alignment was achieved. The remaining ethanol was

evaporated by placing the chip in an oven for a few minutes (Fig. 3).

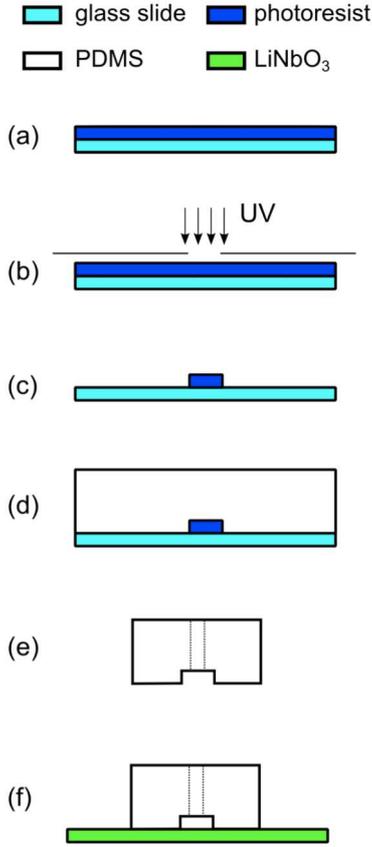


Figure 3. Channel fabrication: (a) photoresist lamination, (b) UV exposure, (c) Development, (d) PDMS molding, (e) PDMS peeling and holes drilling, (f) bonding of the channel to the LiNbO₃

IV. BACTERIA SAMPLE PREPARATION

The bacteria used for the experiments were *Escherichia coli* (*E. coli*) DH5 α cultivated in Luria Bertani (LB) medium overnight at 37°. Their final concentration was about 2×10^9 bacteria per milliliter.

V. SYSTEM SETUP

The acoustofluidic chip was placed on the stage of a microscope Nikon Eclipse LV150. *E.coli* cells in their culture medium or 3 μm polystyrene beads were injected in the channel through microbore tubing (S54HL, Tygon) with a microfluidic flow control system (MFCS-4C, fluigent). For all the experiments with bacteria, the pressure was set to 15mbar, which leads to a calculated flow rate of around 5 $\mu\text{L}/\text{min}$. With this flow rate, bacteria speed was slow enough to let them move toward a pressure node under acoustic force influence. For experiments with polystyrene beads, we stopped the flow. To drive the IDTs, two RF signals were created by two arbitrary waveform generators (Agilent 33250A) and amplified by two different RF amplifiers (Amplifier Research 25A250A). The two generators were synchronized and we could tune manually the initial phase

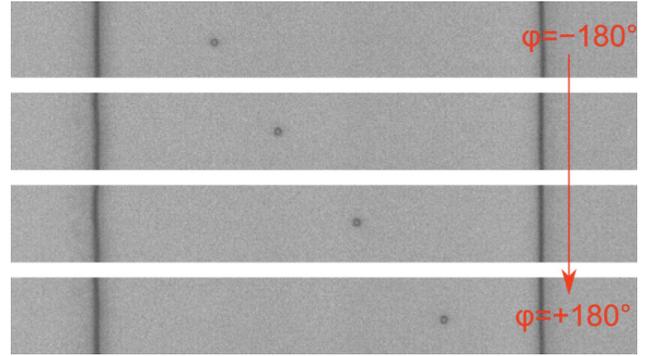


Figure 4. Phase control of a 3 μm polystyrene bead, ϕ varying from -180° to 180°

of one of the signals. Their amplitude was kept constant at 20V peak-to-peak.

VI. RESULTS AND DISCUSSIONS

First, to confirm our approach to manipulate bioparticles, we began to isolate a 3 μm polystyrene bead in the middle of a 300 μm microchannel. Varying the initial phase between -180° and $+180^\circ$ (Fig. 4), we recorded the bead trajectory. Thanks to ImageJ software, we could measure its mean amplitude. We found an amplitude of 148.9 μm . Theoretically, with a wavelength $\lambda=300 \mu\text{m}$ and $\Delta\phi=360^\circ$

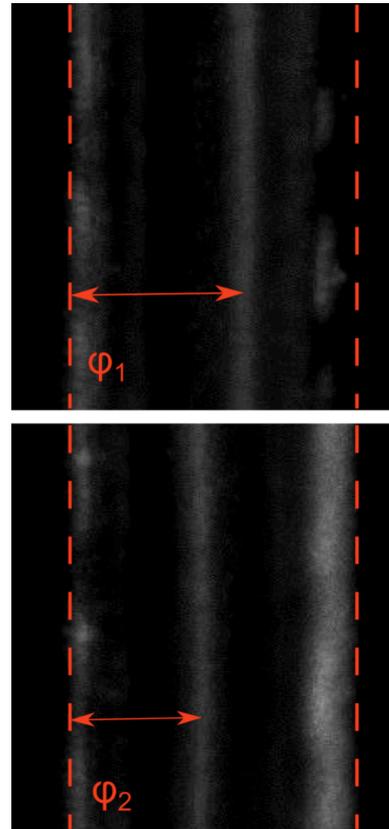


Figure 5. *E. coli* alignment for two different phases between the electrical signals

(5) leads to a total displacement of 150 μm . Those two values are very close, validating our theory.

Finally, we injected *E. coli* cells into a 150 μm wide microchannel this dimension being chosen to obtain only one pressure node inside. At a slow flow rate, bacteria quickly moved to the only pressure node in the channel and were trapped in it. Fig. 5 shows the alignment for two different initial phases. We can notice on the walls some bacteria that have not joined the others, which could be due to electrostatic interaction forces between them and the walls.

VII. CONCLUSION

We demonstrated in this paper the position control of a bacteria alignment with ultrasonic waves. This technique can be used to theoretically manipulate all kind of biological particles like eukaryote cells, bacteria, yeasts... Advantages are low power consumption and ease to use, no labeling is needed. By modulating the position of this alignment, cells can also be moved from one suspending medium to another, by exploiting laminar flows, which can be useful for filtering applications.

ACKNOWLEDGMENT

We thank Jeremy Pivetal for providing us with bacteria anytime we needed. We also thank the doctoral school EEA of the Université de Lyon for its financial support.

REFERENCES

- [1] B. Cetin and D. Li, "Dielectrophoresis in microfluidics technology," *Electrophoresis*, vol. 32, no. 18, pp. 2410-27, Sep. 2011.
- [2] N. Pamme, "Magnetism and microfluidics," *Lab Chip*, 2005.
- [3] H. C. Hunt and J. S. Wilkinson, "Optofluidic integration for microanalysis," *Microfluidics and Nanofluidics*, vol. 4, no. 1-2, pp. 53-79, Sep. 2007.
- [4] H. Tsutsui and C.-M. Ho, "Cell Separation by Non-Inertial Force Fields in Microfluidic Systems," *Mechanics research communications*, vol. 36, no. 1, pp. 92-103, Jan. 2009.
- [5] A. Nilsson, F. Petersson, H. Jönsson, and T. Laurell, "Acoustic control of suspended particles in micro fluidic chips," *Lab on a chip*, vol. 4, no. 2, pp. 131-5, Apr. 2004.
- [6] P. Augustsson, L. B. Åberg, A.-M. Swärd-Nilsson, and T. Laurell, "Buffer medium exchange in continuous cell and particle streams using ultrasonic standing wave focusing," *Microchimica Acta*, vol. 164, no. 3-4, pp. 269-277, Jul. 2008.
- [7] J. Shi, X. Mao, D. Ahmed, A. Colletti, and T. J. Huang, "Focusing microparticles in a microfluidic channel with standing surface acoustic waves (SSAW)," *Lab on a chip*, vol. 8, no. 2, pp. 221-3, Feb. 2008.
- [8] J. Shi, H. Huang, Z. Stratton, Y. Huang, and T. J. Huang, "Continuous particle separation in a microfluidic channel via standing surface acoustic waves (SSAW)," *Lab on a chip*, vol. 9, no. 23, pp. 3354-9, Dec. 2009.
- [9] T. Franke, S. Braunmüller, L. Schmid, A. Wixforth, and D. a Weitz, "Surface acoustic wave actuated cell sorting (SAWACS)," *Lab on a chip*, vol. 10, no. 6, pp. 789-94, Mar. 2010.
- [10] N. D. Orloff et al., "Manipulating particle trajectories with phase-control in surface acoustic wave microfluidics," *Biomicrofluidics*, vol. 5, no. 4, p. 044107, 2011.
- [11] K. Yosioka and Y. Kawasima, "Acoustic radiation pressure on a compressible sphere," *Acustica*, vol. 5, no. 3, pp. 167-173, 1955.
- [12] L. Gor'Kov, "On the forces acting on a small particle in an acoustical field in an ideal fluid," in *Soviet Physics Doklady*, 1962, vol. 6, p. 773.
- [13] Y. Xia and G. M. Whitesides, "Soft Lithography," *Angewandte Chemie International Edition*, vol. 37, no. 5, pp. 550-575, Mar. 1998.