

Ecole Centrale de Lyon - INSA de Lyon – Université Claude Bernard Lyon 1

# Laboratoire Ampère

Unité Mixte de Recherche du CNRS - UMR 5005

Génie Electrique, Electromagnétisme, Automatique, Microbiologie environnementale et Applications

# Mémoire doctorant 1<sup>ère</sup> année 2013 -2014

Nom - Prénom	Humbert Gaël
Titre de la thèse	Automation and optimization of perfor- mance of multi-robots Pick & Place ap- plication
Directeur de thèse	Brun Xavier – Pham Minh Tu
Co- encadrant	Noterman Didier (AIP) – Guillemot Mady (IN- SA) – Benkeder Merouan (Schneider Electric)
Dpt. de rattachement	MIS : Méthodes pour l'Ingénierie des Sys- tèmes
Date début des tra- vaux	01 Mai 2013
Type de financement	CIFRE



Fax : +33 (0) 4 78 43 37 17

http://www.ampere-lab.fr

# Tables des matières

1.	Introduction	3
1.1	Contexte de la thèse	3
1.2	Explication de la thèse	3
1.3	Approche et déroulement de la thèse	4
2.	État de l'art	5
2.1	Industriel	5
2.2	Simulation	5
2.3	Comparaison d'algorithmes	7
2.4	Architectures physiques de système	10
2.5	Processus de fonctionnement	11
2.5	Méthodes et logiques d'optimisation	12
2.6	Conclusion	14
3.	Simulation et travail réalisé	15
3.1	Explication du simulateur développé en l <sup>ère</sup> année	15
3.2	Les différents algorithmes implémentés	18
3.3	Expérimentation	20
3.4	Bilan	21
4.	Perspectives	22
4.1	Algorithmes plus complexes	22
4.2	Tests sur un banc d'essais	22
4.3	Priorité de programmation	22

## 1. Introduction

#### **1.1** Contexte de la thèse

#### 1.1.1 Industriel

Cette thèse s'inscrit dans le contexte de l'emballage et du conditionnement. Ce secteur a une dimension économique mondiale dont les perspectives de croissance sont estimées à 3% en moyenne pour les 3 années à venir. Deux grands segments constituent cette industrie : les fabricants d'équipements et les fabricants d'emballages et contenants. Le segment des fabricants de machines présente depuis 2006 une croissance soutenue de l'ordre de 5% par an. L'Allemagne est le premier producteur exportateur, la France occupe le 6<sup>ième</sup> rang avec une part de marché mondial de 3%. [1] L'innovation technologique est un moyen efficace d'accroître la compétitivité des entreprises dans ce secteur, la demande des clients restant principalement gouvernée par une meilleure productivité et une plus grande flexibilité. [2,3] Les robots et modules robotiques de Pick & Place répondent parfaitement à ces exigences dès lors que l'ensemble des aspects de la mise en œuvre de ces systèmes est pris en compte. [4, 26] Un lien vers une vidéo montrant un exemple de chaine de production utilisant des robots Pick & Place est mis en annexes.

#### 1.1.2 Enjeux

Sur une machine d'emballage multi-robots, lorsqu'il n'existe pas de système d'optimisation de flux de production, les "à prendre" sont repartis équitablement entre les premiers robots. Le dernier robot, quant à lui, tente de récupérer les produits qui n'ont pas pu être pris par les robots précédents. Des produits initialement affectés à un robot peuvent s'avérer finalement imprenables car ils sortent de la zone de travail du robot par manque de cartons à remplir, par exemple. [26] Cette approche sans gestion de flux, aujourd'hui largement répandue, présente trois inconvénients :

- 1. les premiers robots ont un rendement de travail individuel proche de 70%
- 2. le dernier robot a un rendement de travail individuel de l'ordre de 25% et variable en fonction du mode de marche de la machine, amorçage ou cycle établi.
- 3. Un grand nombre de produits ne peut être pris et donc mis au rebut, particulièrement dans les phases d'amorçage. Le taux de rebut moyen est de 1% en régime permanent alors qu'il passe à 5% en régime transitoire.

L'objectif recherché au cours de ce travail de thèse est de concevoir une méthodologie d'optimisation du flux de production et de créer une fonction d'optimisation dans le logiciel de contrôle-commande permettant d'améliorer le rendement de travail individuel de chaque robot (y compris le dernier) et tendre vers une mise au rebut de produits nulle.

## **1.2** Explication de la thèse

Le contexte de cette thèse est apparu lors de discussion entre Schneider Electric et l'INSA de Lyon lors d'une journée Schneider Electric au sein de l'INSA où plusieurs étudiants, dont moi, exposaient leur projet de fin d'étude, commandité par Schneider Electric. Durant ces discussions, il s'en est échappé les points vus ci-dessus et le besoin fort d'apporter une solution à ces enjeux. Schneider Electric France étant une entité fortement commercial, il a été proposé de résoudre ces problèmes durant une thèse. Mon projet de fin d'étude et mon profil ayant un coté automatisme et robotique prédominant et possédant des bonnes connaissances sur les solutions Schneider Electric, ma candidature a été retenue pour débuter celle-ci.

La thèse a débuté en Mai 2013, Elle s'effectue dans le cadre d'un contrat CIFRE bilatérale entre la société Schneider Automation SAS (Schneider Electric) et le laboratoire Ampère à l'INSA de Lyon. Schneider Electric est un groupe industriel français connu pour être leader mondial dans la gestion de l'énergie, mais il possède aussi un secteur orienté robotique. La thèse se fait en collaboration avec la Business Unit Industry Business sous la responsabilité de M. Yves Le Campion pour Schneider Electric, le département Méthodes pour l'Ingénierie systèmes sous la direction de Xavier Brun pour le laboratoire Ampère, et l'Atelier Inter-établissement de Productique (AIP) Rhône-Alpes Ouest sous la direction de Didier Noterman. Cette dernière entité est un centre de ressources et de compétences doté de moyens industriels importants mis à la disposition commune de plusieurs établissements d'enseignement supérieur de la région Rhône-Alpes, comme support de formations approfondies dans le domaine de la productique. C'est dans cet atelier que se trouve le démonstrateur qui sera utilisé durant cette thèse.

#### **1.3** Approche et déroulement de la thèse

#### 1.3.1 Modélisation et simulation

Le but peut être de comprendre le comportement dynamique du système réel complexe, comparer des configurations, évaluer des stratégies de pilotage, optimiser des performances et disposer d'une machine d'expérimentation permettant de rendre compte d'un grand nombre de cas...

Il a été décidé de partir dans un premier temps sur une solution de simulation, de la commande et de la partie opérative. La simulation, par rapport à des ajustements sur le terrain ou à des retours d'expérience, a un coût plus réduit, peut être répétée plusieurs fois, fournit des résultats plus rapidement et autorise de tester de nouvelles idées sans contraintes légales ou de sécurité. La simulation, par rapport aux méthodes analytiques, permet l'étude de systèmes plus réalistes et complexes. De plus le régime transitoire et son effet sur les performances sont pris en compte.

#### **1.3.2** Mise en application et expérience

Dès que le modèle obtenu est validé au moyen des simulations, un bloc fonction d'optimisation est programmé. Il est ensuite testé en vrai grandeur sur un démonstrateur réel. La mise en application permet de vérifier la validité et la robustesse du modèle réalisé, et de prendre en considération les évènements extrinsèques dont la simulation ne peut rendre compte. Par exemple, pour des applications de manutention à haute cadence, les mécanismes atteignant des accélérations élevées sont soumis à des phénomènes vibratoires qui viennent détériorer la précision et les capacités dynamiques des robots.

En résumé, la partie simulation est utilisée pour valider la programmation, le code, des méthodes et fonctions d'optimisation. La partie expérience, quant à elle, permet de valider le résultat de l'optimisation via des rapports et indicateurs de performances.

#### 1.3.3 Planning

Le diagramme Gantt du planning est mis en annexes. Une première partie est consacrée à l'état de l'art, aussi bien sur la simulation, l'industrie et l'optimisation, ainsi qu'aux différentes formations nécessaires pour la simulation et pour l'expérimentation (software et hardware). Ensuite un cycle de simulation/expérience se répète. La première itération est pour mettre en place les bases des travaux. Celle-ci est très importante car le bon déroulement de la thèse dépend d'elle. Elle n'a pas besoin de grandes connaissances à propos de l'optimisation de flux de production. Il vient ensuite une pause dans la démarche, pour enrichir la bibliographie et les connaissances à propos de l'optimisation. Celleci entrainera la seconde itération, qui utilisera les bases créées par la première. Une dernière itération sera faite, à la suite de tests sur une vraie chaine de production, et qui aura pour but d'améliorer le travail existant.

La démarche simulation/expérience ne se fait pas d'une façon saccadée. Il y a un transfert progressif de l'un vers l'autre. Tout d'abord, tout se fait sur un ordinateur à l'aide du simulateur, aussi bien la partie commande que la partie opérative. Ensuite, on fait de l'émulation : la partie commande est encore sur l'ordinateur tandis que la partie opérative est dans un contrôleur. Ce dernier simule le comportement (à 99% de précision) des robots. Une partie visualisation peut-être ajoutée via le logiciel de simulation pour avoir un meilleur rendu, mais celle-ci ne sera que purement esclave, elle n'influencera en rien le comportement des robots et de la partie commande. La troisième étape consiste à tout déporter dans le contrôleur et à utiliser un véritable robot. Le contrôleur est connecté au robot, mais il peut continuer à simuler d'autres robots si besoin. La partie commande est celle du démonstrateur. (Le démonstrateur et le contrôleur seront expliqués dans la partie 3.3). Une partie visualisation peut encore être rajoutée. La dernière étape est l'utilisation de trois robots. Comme pour l'avant dernière étape, tout est dans le contrôleur. Cependant tous les robots ne sont plus simulés, plus besoin de la partie simulation.

# 2. État de l'art

Cette thèse a été initiée par un industriel pour l'industrie. C'est dans ce sens que j'ai fait cet état de l'art. Je n'ai pas voulu me perdre dans les nombreuses solutions d'optimisation mais plus me concentrer sur ce qui existe déjà au niveau de l'industrie. De plus comme indiqué dans le planning, il n'y a pas encore besoin d'une connaissance poussée à propos d'algorithmes ou de stratégies d'optimisation. Seuls des algorithmes simples sont recherchés afin de bien poser les bases.

## 2.1 Industriel

La recherche d'informations concernant la concurrence est difficile car très peu d'informations sont divulguées aux publiques et sont d'un point de vue très général. Concernant les robots utilisés pour ce genre d'applications, plusieurs sociétés en fabriquent et les commercialisent : ABB, Fanuc, Staübli pour ne citer qu'eux. Concernant l'optimisation de flux, les principales données que j'ai pu récupérer viennent de Schneider Electric. D'après leur expérience, la demande, au niveau de leurs clients, pour ce genre de travail est forte et continue à augmenter. Cependant très peu d'entreprise sur le marché n'offre ce genre de prestation d'optimisation. La société franco-suisse Staübli propose une application, avec leur robot TP80, possédant un logiciel de gestion de flux. Cependant à la suite de discussion, cette gestion semble être basique. Bosch Rexroth, comme Lenze, semble aussi développer quelque chose en interne, mais mise à part le matériel utilisé il n'y a pas d'autres informations.

Ces discussions et recherches montrent le caractère innovant d'une telle solution, et indique le besoin grandissant qu'ont les sociétés comme Schneider Electric de posséder ce genre de compétences.

## 2.2 Simulation

Nous avons vu précédemment qu'au niveau industriel, il n'y a peu, voire rien de fait. Il existe cependant des logiciels de simulation permettant d'accomplir avec plus ou moins de précision, de facilité et de réussite cette tâche d'optimisation dans les chaines de production.

Afin d'avoir un logiciel qui correspond le mieux aux besoins de la thèse, j'en ai testé plusieurs. Les avantages et inconvénients affichés et ressentis lors de l'utilisation de ces logiciels sont regroupés dans le tableau ci-dessous.

#### Tableau 2-1 : Comparatif des logiciels

	Avantages	Inconvénients
WITNESS	Intuitif	Cher
(Lanner)	Modification en cours d'exécution	
(Lamer)	Sauvagarda das simulations	Communication limitée
	Draduation de madèle de très grandes teilles	Due de terreir
	Production de modele de ties grandes tames	A nimetion trig heating
	Angless de sous-modèle cionable	Animation ties basique
	Analyse de couts et revenus	Il n'y a pas de reel Pick & Place
	Rapports exhaustifs	Assemblage au lieu de depose
	Connectivité	Pas de gestion multi-flux
	Imports CAD et XML	I convoyeur pour I ligne
	Echanges avec Excel, Oracle, SQL Server	
	Méthodes de pilotage des simulations via VBA	
	et C#	
	Witness optimizer	
	Module d'optimisation	
	Formations dédiés (centre sur la thèse)	
SIMIO	Intuitif	Cher
	Mais moins que Witness	~20k€
	Objets intelligents	Pas de communication
	Définition du comportement, des propriétés,	Bus de terrain
	des états des actions de déclenchement	Animation très basique
	d'action	Pas de réel Pick & Place
	Création de sous-modèle clonable	Déplacement basique du produit
	Flexible	Pas de possibilité de Pick & Place
	Personnalisable	au milieu d'un convoyeur
	Add On process	Pas de gestion de flux aléatoire
	Aut-On process Améliore le comportement de l'objet	Formation très basique
	Tashnalagia /NET	Formation tres basique
	Dessibilité d'aiouter des álóments ano menunés	
	Possibilité d'ajouter des éléments programmes	
	compatible avec la plateforme .NEI	
	Gestion des scenarios et des experimentations	
	Possibilité de simuler des éléments à diffe-	
	rentes valeurs en même temps	
	De nombreux rapports et indicateurs	
	Taux d'utilisation, évolution de nombre de	
	produits, détection de blocage	
	OptQuest	
	Module d'optimisation	
SOSi (So-	Peu cher	Prix : partenariat Solystic-INSA-
lystic)	Partenariat avec l'INSA	Schneider Electric
	Très bonne animation	Pas un réel logiciel de simulation de
	Possibilité de bouger et zoomer durant la simula-	flux
	tion	Pas de module d'optimisation
	Échelle de temps	Tout doit être fait à la main
	Possibilité de ralentir et d'accélérer le temps	Pas un logiciel commercial
	Très performant	Logiciel interne
	Représente la réalité	Pas encore de documentation
	Gestion du multi-flux aléatoire	Complexe
	Réel Pick & Place	À installer
	Temps réel	À utiliser
	Connectivité	
	Imports CAO	
	Communication avec les bus de terrain	

Possibilité	é d'émulation		
Gestion de s	scénario		
Script			
Comporte	ments, algorithmes		
Plusieurs	langages et niveaux		

D'autres logiciels ont été proposés ou trouvés, tel que V-Rep ou Simul8, Mais pour l'un le temps manquait et pour l'autre la première impression n'était pas bonne pour continuer la démarche d'essai.

À la suite des essais des différents logiciels, des besoins spécifiques sont apparus. D'une part la nécessité d'avoir une simulation proche du réel au niveau de la visualisation des robots et des produits, au niveau du comportement et au niveau du temps est devenue une donnée importante. En effet, elle permet de voir directement les problèmes rencontrés, par exemple la prise du bon produit au bon endroit. D'autre part, le logiciel doit avoir une grande flexibilité de création, de gestion, de programmation de comportement...Car le sujet de cette thèse ne traite pas d'un système spécifique et unique mais d'une multitude de possibilités. Dans l'industrie et donc durant cette thèse, il est nécessaire de prendre en compte une grande quantité d'informations qui diffère selon les clients (taille de convoyeur, nombre robots...).

Ces deux points étant importants dans le choix du logiciel, nous avons décidé de partir avec SOSi de Solystic car seul ce logiciel rempli ces deux critères.

## 2.3 Comparaison d'algorithmes

Dans l'industrie, comme je l'ai indiqué, il n'y a pas ou très peu de retour d'expérience concernant des travaux de stratégies, d'optimisation ou de comparaisons de différentes structures pour que les concurrents ne puissent pas en bénéficier. Cependant les universités et écoles d'ingénieur n'ont pas cette contrainte. L'université Polytechnique de Turin [5] est un bon exemple. Ils ont comparé, au moyen d'un simulateur créé sous Matlab, deux structures Pick & Place avec deux convoyeurs dans le même sens puis dans le sens opposé suivant différentes logiques :

- 1. Il n'y a pas de logique, les robots prennent n'importe quel produit et le dépose n'importe où.
- 2. Les produits sont associés aux robots afin de les répartir équitablement. Le dernier robot prend aussi les produits ratés par les premiers. Avec et sans buffer physique.
- 3. Idem que dans le 2 : mais une règle de dépose dans les cartons est appliquée aussi. Avec et sans buffer physique.
- 4. Idem que le 3 : mais utilisation de la zone tampon quand il n'y a plus de place dans une boite et quand le produit est dans la seconde moitié de la zone de travail du robot. De même le produit est repris si il y une place vide dans une boite présente dans la seconde moitié de la zone de travail.

Au niveau du comportement, on peut avoir un débit plus fort avec le co-courant car il y a moins de distance à parcourir pour les robots mais l'écart entre les deux structures n'est pas conséquent. Il y a un effet boule de neige avec le contre-courant, les distances se rallongent de plus en plus jusqu'à être en dehors des limites de la zone de travail des robots alors que pour le co-courant les distances resteront globalement les même. Cependant en cas de perturbation, sur-cadence par exemple, le contre-courant est plus stable. Les performances des logiques sont croissantes, la dernière est la meilleure, mais la conclusion sur le comportement est globalement toujours la même.



Figure 3. Example of the behaviour of a packaging plant in co-current (a) and counter-current (b) flow configuration under stress condition. Circles represent the working areas of the three manipulators. Dashed arrows represent two examples of trajectories in the case of heavy working condition, in both co-current and counter-current flow configurations. As can be seen, the path length of pick-and-place cycles in the case of co-current plant is shorter.

#### Figure 1: Comparaison des structures co-courant/contre-courant [6]

C'est au niveau de la charge de travail que les logiques auront des résultats bien différents. Avec la première logique, la charge est très déséquilibrée pour le co-courant, le premier robot est saturé tandis que le dernier robot est inactif. Pour le contre-courant, il y a un meilleur équilibre mais avec une moyenne assez faible (75%), cependant la charge du premier robot varie fortement. Avec la seconde logique il y a une nette amélioration de la répartition et une augmentation (90%) de la charge pour les deux configurations. Lors de l'utilisation de buffer, seul le dernier est utilisé. Avec la troisième logique, il y a une amélioration de l'équilibrage des zones tampons, mais la charge de travail est anorma-lement élevée car il y a des allers-retours dans buffers (le robot met un produit dans le buffer puis le récupère presque tout de suite pour le mettre dans une boite). Avec la quatrième logique, cette charge de travail retrouve une valeur normale.

Ces comparaisons montrent que les deux structures sont quasi équivalentes, cependant le contrecourant a été breveté par Schubert [26]. L'information que je trouve la plus importante est l'efficacité des buffers. Son utilisation permet un meilleur équilibrage des charges de travail ainsi que leurs augmentation ce qui entraine une augmentation de la production. Il est normal qu'avec une logique de prise et dépose cela fonctionne mieux mais l'absence de descriptions des logiques est regrettable.

Le département génie industriel et management de l'université de Ben-Gourion du Néguev en Israël [6] a, quant à lui, travaillé sur des robots qui assemblent deux pièces (peut être utilisé pour du packaging) pour comparer différents algorithmes afin de maximiser des assemblages et minimiser le déséquilibre de la charge de travail.

- Simple : « Prends ce que tu peux ». Si une sous-partie est nécessaire pour compléter l'assemblage et disponible sur le convoyeur, le robot la prend. Cet algorithme est simple à mettre en œuvre et ne nécessite pas de collecte de données ou de partage. Il est utilisé comme base de comparaison pour les autres algorithmes.
- Moyenne : Cet algorithme permet l'utilisation égale de tous les robots: chaque robot assemble les pièces neuves que si son nombre d'assemblages est inférieur ou égal à la moyenne du nombre d'assemblages de tous les robots. Chaque robot doit connaître le nombre d'assemblages des autres robots.
- 3. Occupation : Cet algorithme tente de réduire le temps d'attente pour un robot lent quand des robots avec différents temps de cycle sont utilisés. Une étape d'utilisation est définie comme

une étape dans laquelle le robot a effectué une opération, une étape de non-utilisation lorsque le robot n'a pas effectué une opération. Cet algorithme essaie d'égaliser la relation entre les étapes non utilisées et utilisées pour tous les robots.

- 4. Logique floue : la sortie dépend de 3 paramètres :
  - 1. Le ratio des assemblées robot par rapport au nombre moyen d'assemblées.
  - 2. Le ratio d'utilisation du robot par rapport à l'utilisation moyenne.
  - 3. L'emplacement du robot.
  - Ces paramètres permettent de définir 8 règles de décisions de prise ou de repos du robot.

De plus ils jouent sur l'emplacement des robots le long du convoyeur, tous les robots d'un coté, alternance droite gauche, des deux cotés...



Figure 2: Différents emplacement de robots

Les résultats obtenus sont les suivants :

- 1. L'algorithme simple maximise les assemblages mais maximise aussi la différence entre robots.
- 2. La moyenne reparti bien les performances entre les robots mais les assemblages sont peu nombreux.
- 3. Les secondes meilleures performances pour les assemblages, respectivement pour les différences sont pour la logique floue, respectivement l'occupation. Dans certain cas la logique floue à moins de différence avec le comportement.
- 4. L'emplacement du robot influence peu les algorithmes simples, de moyenne, d'occupation et de logique floue.

Le Laboratoire d'Optimisation des Systèmes Industriels à l'Université de Technologie de Troyes [7] compare l'utilisation de trois algorithmes d'optimisation bien connus en présentant différentes expériences mettant en œuvre un système de robots pick & place et de convoyeurs:

1. L'optimisation par colonie de fourmis (ACO)

Les algorithmes de colonies de fourmis sont des algorithmes inspirés du comportement des fourmis, recherchant un chemin entre leur colonie et une source de nourriture, qui utilise le principe des phéromones. Celui utilisé dans ce papier, est basé sur quatre étapes : le codage de la solution, la construction des chemins de fourmis, la mise à jour locale des phéromones et la mise à jour globale des phéromones.

2. L'optimisation par essaim de particules (PSO)

Il est inspiré du monde des vivants comme les groupes d'oiseaux et se base sur la collaboration des individus entre eux. Les particules bougent à chaque itération en fonction de plusieurs éléments : leur vitesse, leur meilleure solution et la meilleure solution dans son voisinage.

3. L'algorithme génétique (GA)

Le principe est de se rapprocher de la solution en utilisant des techniques dérivées de la génétique et de l'évolution naturelle : croisements, mutations, sélections et évaluations.

Avec cette comparaison, il démontre que l'optimisation par colonie de fournis est le meilleur des trois algorithmes pour une application pick & place. En effet, il est le plus rapide et permet de prendre plus de produit que les autres.

Ces algorithmes ne seront ni détaillés ni utilisés à ce moment-là de la thèse. Ils donnent, cependant, une orientation pour la seconde partie de l'état de l'art.

#### 2.4 Architectures physiques de système

L'optimisation de flux ou l'amélioration de la production peut passer par une modification, une amélioration physique du système de production. Le département génie industriel et management de l'université de Ben-Gourion du Néguev en Israël [6] a fait, comme indiqué précédemment, plusieurs tests en modifiant le positionnement des robots.

Huppi [18] a déposé un brevet concernant différentes architectures mettant en place des éléments de stockage avec une logique FIFO ou FILO. Ces éléments sont créés en partageant les convoyeurs en plusieurs plus petits convoyeurs permettant d'avoir différentes vitesses ou en rajoutant des convoyeurs à l'extérieur.



Figure 4: Huppi : convoyeur supplémentaire

Rutschmann [23] quant à lui, a breveté une solution pour détecter les données de qualité des produits afin de différencier la cause d'une mise aux rebuts d'un produit : manque de qualité, sur-cadence, système mal dimensionné... Cette solution est à base de redondance d'informations sur la qualité et la position récupérée grâce à plusieurs systèmes de visions.

Une des architectures la plus connue, est l'utilisation des convoyeurs à contre-courant. C'est Schubert [26] qui la breveta. En plus de cela, il ajouta une architecture spécifique pour les robots.



Figure 5: Schubert : Architecture de système

#### 2.5 **Processus de fonctionnement**

L'optimisation peut aussi passer par une amélioration du processus de fonctionnement du système de production. Ban [10] en propose une au niveau du traitement de l'image (prise image, détection des objets), Nishihara [21] donne aussi son processus de traitement d'images (capture, stockage et traitement des images, détection de chevauchement), de la distribution des produits aux robots (vérification de la détection de pièces, de sa disponibilité et de la capacité à la prendre) et au niveau de la gestion des convoyeurs.



Figure 6: Ban : Processus de fonctionnement

Erlandsson et Warvelin [12] donnent un parcours que doit emprunter les données (listes produits pris/non pris...), ainsi que les différentes actions qui doivent être faites sur ces dernières (Mise à jour de la liste quand un robot prend un produit...).



Figure 7: Erlandsson - Warvelin : Processus de fonctionnement

En plus de son traitement d'images, Nishihara [22] breveta un processus concernant la gestion de données (génération, mise à jour, suppression), la surveillance des pièces (présence, remplissage des conditions, vérification de son numéro, ...) et le contrôle (vérification de la position du robot et des produits, calcul des distances entre ces deux derniers, action du robot...).



Figure 8: Nishihara : Processus de fonctionnement

#### 2.5 Méthodes et logiques d'optimisation

L'architecture physique et le processus de fonctionnement sont des éléments à prendre en compte si on souhaite réaliser une totale optimisation, cependant ils ne rentrent pas en compte (ou qu'en partie pour le processus) dans la réalisation de cette thèse. Ce sont les méthodes et les différentes logiques d'optimisation qui comptent le plus. Elles peuvent avoir différents objectifs. Ehrat [11] a breveté une méthode pour ajuster les performances des robots ainsi que la vitesse des convoyeurs pour avoir une augmentation linéaire ou régressive du remplissage des conteneurs assuré, indépendamment du nombre de produits approvisionnés. Le principe est la mesure de la concentration de produits tout au long du convoyeur, puis d'ajuster le niveau de remplissage des robots et déporter le contrôle du convoyeur à tel ou tel robot afin que ce robot puisse fonctionner correctement.

Erlandsson et Warvelin [12] en plus du processus de fonctionnement, donne des indications sur une méthode de tri. Qui prend en compte le sens de tri, et le partage du convoyeur en zone de dégagement tri et de début et de fin de zone de travail.



Figure 9: Erlandsson-Warvelin : Méthode de tri

Herzog [16] explique une méthode pour égaliser les charges de travail afin d'augmenter la durée de vie des robots mais en ayant comme autre priorité le remplissage des conteneurs. Cette méthode est composée de cinq étapes :

- Acquisition des données nécessaires (charges des robots, nombres de pièces...).
- Génération de plusieurs solutions à l'aide de système d'équations discrètes.
- Suppression des solutions ne remplissant pas les conditions.
- Evaluation et classement des solutions selon les conditions.
- Application de la meilleure.



Figure 10: Herzog : Discrétisation du système

Izumi [2191] propose différente logique d'attribution de produits aux robots.

- Partage du convoyeur : le premier robot s'occupe de la partie haute et le second s'occupe de la partie basse.
- Même principe qu'avant, mais en ajoutant la prise en compte du nombre de produit pris par chaque robot afin d'adapter la taille des zones.



Figure 11: Izumi : Partage du convoyeur

- Suivant l'orientation des produits et de l'outil.
- Même principe mais en ajoutant la prise en compte du nombre de produit pris par chaque robot afin d'adapter la taille des zones.



Figure 12: Izumi : Attribution suivant l'orientation

• Utilisation de caméras pour partitionner le convoyeur.



Figure 13: Izumi : Parage du convoyeur avec caméra

Wappling [28] décrit une méthode d'ordonnancement de prise et de dépose suivant le temps de ces derniers. Il détermine dans un premier temps la position de prise et de dépose disponible. Ensuite il calcul un temps pour ces positions. Puis ordonne à un robot de prendre et déposer un produit suivant un ordre déterminé respectant ces temps. Il rajoute en plus une méthode pour que les conteneurs soient tous remplis ou tous vide ainsi qu'une méthode pour l'utilisation d'un convoyeur par robot (3 convoyeurs pour 3 robots par exemple) sur le même principe que la méthode de base.

#### 2.6 Conclusion

En conclusion de cet état de l'art, on peut dire que peu de choses innovantes ont été faites du coté industriel : utilisation de logiques très simples dans les applications pick & place, pas d'utilisation d'outils de simulation pour aider à la conception ou au dimensionnement d'un système, ni à la recherche d'optimisation.

J'ai commencé à présenter certains travaux fait par des universitaires sur des algorithmes connus, cependant, comme signalé en introduction, ce n'était pas le but de cette première partie de l'état de l'art. Elle avait pour objectif de montrer l'absence de solutions sur le marché industriel. Mais ce coté recherche universitaire n'est pas à négliger, bien au contraire. Une seconde partie, qui sera faite plus tard durant la thèse, lui sera consacrée. La quantité d'informations, de travails, de solutions différentes sur ce domaine étant très importante et ma thèse n'étant pas orientée à 100% vers la création ou la recherche d'algorithmes d'optimisation, je me concentrerai que sur certains algorithmes, qui seront à définir.

# 3. Simulation et travail réalisé

## 3.1 Explication du simulateur développé en 1<sup>ère</sup> année

#### 3.1.1 Vue d'ensemble

SOSi (Solystic Simulation) est un logiciel interne à la société française Solystic qui est spécialisé dans le tri postal. Une fiche récapitulative du logiciel ainsi qu'un lien vidéo expliquant SOSi et un lien vidéo montrant le logiciel de simulation avec le modèle que j'ai développé durant cette 1<sup>ère</sup> année de thèse sont mis en annexes.

Solystic souhaite montrer via cette thèse la possibilité qu'offre leur logiciel dans un domaine autre que celui du tri postal. C'est donc dans une logique de partenariat que Solystic souhaite travailler avec l'INSA via, entre autre, cette thèse.

Etant donné que le domaine de la thèse est celui de la robotique et le packaging, rien n'a été fait par Solystic. Donc toutes les étapes de programmation expliquées après devront êtes faites en entières. De plus comme indiqué dans la comparaison des différents logiciels de simulation, il n'y a aucunes documentations concernant la démarche et l'utilisation des logiciels. Cependant, une formation a été faite pour avoir les bases.

#### 3.1.2 Étapes de programmation

Avant de pouvoir simuler le comportement des robots, la bonne gestion des produits...Il est nécessaire de passer pas quatre étapes de programmation.

La première étape est la création des différents éléments qui composent le système. Elle est réalisée grâce au logiciel Autodesk 3ds Max.



Figure 14: Autodesk 3ds Max

La deuxième étape est le développement du comportement de chaque élément créé. Par exemple pour un convoyeur, il doit être capable de prendre, de relâcher et de faire bouger des produits. Cette étape permet de créer des plugins en C++ via Visual C++

DaverWager-That/C 208 Commin Advis	and a second	
Fictor Edition Affirmage Proint General	Diffequer Dutis feelew 7	
	- 2 - Floor - Watt - Mattheway - 07732801- Mattheway - 28012 - 24	
APRICADE OF CHURCH - 0 X	addition to a second a second a second as a se	- × 18
- +		
demonstery + 17.0	Sobolis in solver     *********************************	-11
A second se	<pre>e_bbotTime_generative =_bbotTime_ginative_contine_gi</pre>	The second strategy is the second strategy in the second strategy is
(* brama/Cicr(void)	T. T. C.	4
Constructing Status (C)     Phytochic reset Status (C)	A participation and a second s	
Put	1170 (e17) - Getti	INS

Figure 15: Visual C++

La troisième étape est l'assignation des plugins à leur élément et la connexion des éléments entre eux. Par exemple, on assigne au dessin du convoyeur le plugin du convoyeur et ensuite on le lie à son moteur pour avoir sa vitesse. Ceci est fait dans 3Ds Max.

La dernière étape est la visualisation de toutes les données : le dessin 3D et les plugins de comportement. Ceci est réalisé via SOSi qui récupère toutes ces informations et anime le dessin.



Figure 16: SOSi

#### 3.1.3 Paramètres à prendre en compte

Une des difficultés principales de cette thèse, qui doit être pris en compte pour la simulation et l'expérimentation, est la quantité de paramètres. Ces derniers, sont des données clients. Ce sont eux qui les fournissent suivant leur besoin, donc elles peuvent varier grandement. Voici une liste non-exhaustive des principaux paramètres.

- Caractéristiques des robots : position, taille, vitesse, nombre...
- Caractéristiques des convoyeurs : position, taille, vitesse, sens, nombre...
- Évènements : Sur et sous-cadence, panne d'un robot, démarrage et arrêt...
- Type de prise et dépose : simple ou multiple, fixe ou en tracking, temps...
- Type de flux : linéaire, aléatoire...
- Type de pièce : rondes, rectangulaires...
- ....

#### 3.1.4 Architecture

La programmation du simulateur n'étant pas une chose aisée et les paramètres vus ci-dessus étant nombreux, il fallait mettre en place une bonne organisation. Cette dernière a été pensé de tel sorte que les paramètres ayant des points commun soient regroupés ensembles et que ces ensembles ne s'occupent que d'eux-mêmes, n'influençant pas le comportement des autres. Cette organisation a été créée selon l'architecture suivante :



Figure 17: Architecture de la simulation

Cette architecture est composée de :

- D'un groupe convoyeur :
  - o Il gère les caractéristiques de ces-derniers : taille, vitesse, sens...
  - Son objectif est de prendre, relâcher et de faire bouger suivant une certaine vitesse des objets.
- D'un groupe générateur d'objet :
  - Il gère les caractéristiques des produits et des cartons : taille, forme... mais aussi de leur approvisionnement : distance entre les produits, distribution en ligne ou en vrac...
  - Son objectif et de générer des produits ou des boites sur les convoyeurs.
- D'un groupe robot :
  - o Il gère les caractéristiques des robots : taille, vitesse, position...
  - Son objectif est de prendre un produit sur un convoyeur pour le déposer dans une boite sur un autre convoyeur.
  - Son comportement sera détaillé juste après.
- D'un groupe buffer :
  - o Il gère les caractéristiques des buffers physiques : taille, type de pile...
  - Son objectif est de prendre ou de relâcher des objets.
  - Son utilisation n'est pas obligatoire.
- D'un groupe algorithmes :
  - C'est la partie intelligence du système.
  - Son objectif est de mettre en application les différentes stratégies de prise et de dépose.
- D'un groupe superviseur :
  - Ce sont les interfaces homme-machine des groupes précédents.

Le graphique suivant a été fait afin de bien expliquer le fonctionnement des robots et pour montrer qu'ils ne sont qu'esclaves. Ils ne possèdent pas « l'intelligence » qui se trouve dans les algorithmes. Ils ne font que déplacer un produit d'une position à une autre. Cette séparation permettra ensuite de ne travailler que sur la partie algorithme sans toucher à la partie robot.



Figure 18: Comportement des robots

La partie prise de produit et la partie dépose sont identiques en terme de démarche.

- Dès que le robot est mis en service, il questionne le groupe algorithme pour s'avoir s'il y a un produit dans sa zone de travail.
- S'il n'y a pas de produits, il demande à son buffer.
- S'il n'y a pas de buffer ou s'il n'y a pas de produits dans le buffer, il va dans une position d'attente et continue de questionner le groupe algorithme.
- S'il y a un produit sur le convoyeur ou dans le buffer, il se déplace en direction du produit.
- Une fois qu'il est juste au-dessus de celui-ci, il le prend.
- Il refait ce cycle tant qu'il ne reçoit pas un ordre d'arrêt.

## 3.2 Les différents algorithmes implémentés

J'ai décidé dans un premier temps d'implémenter des algorithmes basiques inspirés de ceux trouvés dans la littérature mais surtout ceux utilisés généralement dans l'industrie, qui découlent du terrain. C'est surtout ce dernier point qui est important, car cela permet de bien poser les bases de la simulation et permet de vérifier que le modèle qui se développe est bien représentatif de la réalité. Ces algorithmes sont simples à comprendre et à mettre en application ce qui permet de vérifier la justesse de la simulation et de la valider. Cela permettra plus tard, d'être sûr d'utiliser une simulation fonctionnelle, le plus proche possible de la réalité, et donc de se concentrer que sur les stratégies et algorithmes. Et de plus, cela permettra, s'il y a un problème, un bug, durant les futurs tests d'éliminer la cause simulation.

- A la prise
  - Pour tous les robots à la fois
    - Assignation des produits à un robot spécifique
      - Lorsqu'un produit passe à travers un capteur/laser, il est assigné à un robot. On peut choisir combien de produit à la suite est assigné à un même robot.

Capteur



Dans cet exemple, avant le capteur les produits sont blancs donc assignés à aucun robot. Après le capteur, on voit qu'un produit est assigné au robot vert, trois pour le rouge, un pour le robot jaune, deux pour le robot bleu et ainsi de suite de manière cyclique.

- Pour chaque robot indépendamment des autres
  - Le robot prend le produit le plus ancien dans sa zone de travail (délimité par le cercle rouge sur la figure ci-dessus).
  - Le robot prend le produit le plus récent dans sa zone de travail.
  - Le robot prend le produit le plus proche de son outil dans sa zone de travail.
  - Le robot prend dans la boite la plus ancienne dans sa zone de travail.
  - Le robot prend dans la boite la plus récente dans sa zone de travail.
  - Le robot prend dans la boite la plus proche dans sa zone de travail.
  - Le robot prend dans la boite la plus remplie dans sa zone de travail.
  - Le robot prend dans la boite la moins rempli mais non vide dans sa zone de travail.

#### • A la dépose

- Pour tous les robots à la fois
  - Niveau de remplissage
    - Chaque robot remplis les boites jusqu'à un certain niveau.
    - Linéaire
      - Pour quatre robots les niveaux sont : 25%,50%,75% et 100%.
    - Régressive
      - Pour quatre robots les niveaux sont : 40%,70%,90% et 100%.
- Pour chaque robot indépendamment des autres
  - Le robot dépose dans la boite la plus ancienne dans sa zone de travail.
  - Le robot dépose dans la boite la plus récente dans sa zone de travail.
  - Le robot dépose dans la boite la plus proche dans sa zone de travail.
  - Le robot dépose dans la boite la plus remplie dans sa zone de travail.
  - Le robot dépose dans la boite la moins remplie mais non vide dans sa zone de travail.
- Une option peut être rajoutée : la priorité à la dépose.
  - Si une boite non pleine arrive dans la seconde moitié de la zone du dernier robot, le convoyeur s'arrête tant que celle-ci n'est pas remplie.
- Ces différents algorithmes individuels peuvent être mixés pour donner différents comportements au système.

- Si les premiers robots prennent les produits les plus récents dans leur zone et les déposent dans les boites la plus remplies.
- Et si les derniers robots prennent les produits dans les boites les moins remplies mais non vide pour les déposer dans les boites les boites les plus remplies.
- On obtient le principe que Tischhauser [27] a imaginé, qui permet, lors d'un arrêt ou une décroissance de la production, d'avoir soit des boites remplies soit des boites vides (qui seront réinjectées en amont de la chaine de production).

Une fois ces algorithmes implémentés, aucunes comparaisons quantifiées n'ont été faites car ce n'est pas leur but.

## 3.3 Expérimentation

Une fois la partie simulation faite, on peut extraire les algorithmes que l'on souhaite valider au niveau performance. Afin de faciliter le passage entre simulation et expérimentation, j'ai dû réaliser une restructuration des différents programmes au niveau de la simulation pour obtenir l'architecture présentée plus haut. Il a été fait en sorte que cette architecture soit la même entre la simulation et l'expérimentation. Lorsque les bases auront été finies d'être posées au niveau de l'expérimentation comme il a été fait pour la simulation (création de programmes automates permettant la gestion du comportement des robots et des convoyeur), un simple transfère des algorithmes, avec en plus une traduction dans le langage adéquate (du C++ vers un langage automate : texte structuré par exemple), sera à faire.

Pour réaliser ces expérimentations et dans la continuité du partenariat déjà existant, Schneider-Electric a fourni à l'INSA, dans les locaux de l'AIP, un démonstrateur.



Figure 19: Photos du démonstrateur

Ce démonstrateur ne possède qu'un robot delta P4 (type de robot Schneider Electric utilisé pour des applications de pick & place haute performance) et un convoyeur en anneau, cependant d'autres robots peuvent être simulés en virtuel en parallèle de ce dernier. Cela permettra de vérifier des données que la simulation ne peut pas prendre en compte, la vibration par exemple. Cela validera une première fois, le modèle créé, les algorithmes et stratégies développés.

Ce démonstrateur est piloté par la solution Schneider-Electric PacDrive 3, et ainsi que par leur atelier logiciel SoMachine Motion. Cette solution est composée d'un ou plusieurs contrôleurs, ici c'est un LMC400C, de variateurs, ici un LXM62 (il permet de contrôler deux axes à la fois) et un ILM62 (pour le troisième axe principal) [figure 21] puis de différents éléments d'entrée/sortie et de sécurité. Une Interface Homme Machine [figure 22] a été en plus afin de piloter ce démonstrateur. Cet atelier et

cette solution étant des outils purement industriels, des formations ont dû être mise en place pour bien les prendre en main.



Figure 20: Contrôleur PacDrive 3

Figure 21: Pupitre de commande Magelis

#### 3.4 Bilan

A la fin de cette première année de thèse, je peux dire que les objectifs que je me suis fixés sont atteints. Je me suis approprié SOSi. Un modèle de simulation, en constante évolution, a été développé. J'ai pris en main le démonstrateur ainsi que la solution de Schneider Electric. Et j'ai commencé le transfert entre la simulation et l'expérimentation.

Cette première année de thèse m'a permis d'accroitre grandement mes connaissances au niveau du langage de programmation et au niveau logiciel grâce aux diverses formations données par Solystic et Schneider et d'accroître ma capacité d'auto-formation et d'adaptation. Pour la partie simulation, So-lystic m'a donné les bases pour me servir des logiciels 3D Autodesk 3ds Max et SOSi et pour la programmation des plugins en C++, cependant venant d'un cursus génie électrique, j'ai dû renforcer mes connaissances sur le langage C++. De plus, il ya un grand pas entre une animation basique d'un produit sur un convoyeur et d'un outil qui bouge et un système pick & place entier de surcroît sans documentation. Pour la partie expérimentation/robotique, durant mon parcours, j'ai travaillé plusieurs fois avec des équipements Schneider Electric, ce qui m'a permis de m'adapter facilement. Cependant leur solution PacDrive 3 ainsi que leur atelier logiciel SoMachine Motion, sont des outils purement industriels et utilisés pour de la haute performance et précision, ce qui n'est pas facile à prendre en main.

# 4. Perspectives

## 4.1 Algorithmes plus complexes

Cette première année de thèse a été consacrée à la mise en place de la simulation ainsi que de l'expérimentation sur le démonstrateur. Pour réussir cela, le plus rapidement possible, il a été décidé d'utiliser que des algorithmes simples car facilement programmables et simples à implémenter. Les architectures des deux parties étant faites similairement, de telle façon que le transfert de l'un vers l'autre se fasse le plus simplement et rapidement possible et que la complexification des algorithmes peut être possible sans s'inquiéter du simulateur.

L'état de l'art n'a pas encore été poussé de ce côté-là, c'est pour cela qu'une pause dans la simulation/expérimentation va être faite. Elle permettra de renforcer les connaissances à propos de l'optimisation. Cependant des pistes de recherches ont été trouvées, tel que les colonies de fourmis et les algorithmes génétique. [7, 13, 14, 25]

#### 4.2 Tests sur un banc d'essais

À la suite des tests sur les algorithmes complexes en simulation puis sur le démonstrateur, des essais seront faits sur un vrai banc de test composé de trois robots et de deux convoyeurs indépendants, situé chez Schneider-Electric Allemagne. Une vidéo montrant le banc est mise en annexes. Ce banc d'essai étant encore plus proche d'une chaine de production que le démonstrateur, les tests faits dessus permettront d'améliorer et d'évaluer tous les travaux effectués durant cette thèse.

## 4.3 Priorité de programmation

En parallèle des recherches et du développement associé, Schneider-Electric fournit régulièrement des retours d'expérience et des besoins des clients. Ces besoins sont ensuite classés par ordre de priorité, et donc seront implémentés et testés suivant cet ordre et suivant l'avancement des travaux. Cela permet d'être au plus proche du besoin réel de l'industrie.

À la suite d'un meeting en Allemagne avec l'équipe robotique de Schneider-Electric, il a été listé plusieurs points qui devront être pris en compte durant la thèse.

En priorité principal :

- Mettre en place une priorité à la prise (même principe que pour la dépose) pour que tous les produits soient pris.
  - Mettre en place la possibilité d'acceptation d'un pourcentage de perte.
- Prévoir la faisabilité des tests pour différents type de robot.
  - o Différentes zone de travail, accélération, vitesse...
- Utilisation de multiple convoyeur en entrée et en sortie avec des vitesses différentes.
- Gestion du panachage.
  - Pour le poids [15, 8, 9, 17], les formes, les couleurs...

En priorité secondaire :

- Optimisation selon l'orientation des produits, des places et de l'outil. [19]
- Amélioration des buffers physiques.
  - Type de pile, ajout de paramètres de temps de stockage.
- Gestion du remplissage des boites.
  - Génération des positions de dépose dans la boite.

- Écriture de positions spécifiques.
- Mise en place de scénario de comparaison de plusieurs algorithmes.

En priorité faible :

- Utilisation de convoyeurs cadencés (qui avance pas à pas).
- Mise en place de détection de collision et de partage de zone de travail.

# Bibliographie

- 1. Observatoire de l'emballage (2012).
- 2. OSEO "L'innovation dans les entreprises en 2010. " Synthèse sectorielle Emballage-Conditionnement (2011).
- 3. DGCIS : Direction Générale de la Compétitivité dans l'Industrie et les Services. "La Robotisation des PMI françaises" *Rapport 2009*.
- 4. Sahin, H.. "Design of a secondary packaging robotic system." *Graduate school of Natural and Applied Sciences of Middle East Technical University* (2005).
- Comba, Lorenzo, Gustavo Belforte, and Paolo Gay. "Plant Layout and Pick-and-place Strategies for Improving Performances in Secondary Packaging Plants of Food Products." *Packaging Technology and Science* 26.6 (2012): pp 339-354. Print.
- Edan, Y., S. Berman, E. Boteach, and E. Mendelson. "Distributed Multi-Robot Assembly/Packaging Algorithms." *Intelligent Automation & Soft Computing* 10.4 (2004): pp 349-357. Print.
- Daoud, Slim, Hicham Chehade, Farouk Yalaoui, and Lionel Amodeo. "Efficient metaheuristics for pick and place robotic systems optimization." *Journal of Intelligent Manufacturing* 25.1 (2014): pp 27-41. Print.
- 8. Khodabandehloo, K.. "Benefits of Expert Robots: Intelligence vs. Skill." *Expert Systems and Robotics* 71.05 (1991): pp 973-697. Print.
- 9. Khodabandehloo, K.. "Robotic handling and packaging of poultry products." *Robotica* 8.04 (1990): pp 285. Print.

## Patents

- 10. Ban Robotic tracking system for parts distribution EP 1 522 911 A2 2005.
- 11. Ehrat Process and apparatus for introducing products into containers in a pickerline US 2010/0242415 A1 2010.
- 12. Erlandsson-Warvelin Control method for machines, including a system, computer program, data signal and gui EP 1 635 995 B1 2012.
- 13. Eshelman Method for optimizing a line of pick and place machines US 6,487,544 B1 2002.
- Eshelman Method for optimizing the configuration of pick and place machine US 5,390,283 -1995.
- 15. Grundtvig Method and a system for batching of objects EP 1 819 994 B1 2008.
- 16. Herzog Method and apparatus for filling containers with piece goods US 2003/0037515 A1 2003.
- 17. Hueppi Method and apparatus for repositioning individually packaged products US 2010/0326893 A1 2010.
- Huppi Method and apparatus for putting piece goods into containers US 2003/0182898 A1 2003.
- 19. Izumi Robot system EP 2 586 576 A1- 2013.
- 20. Kalbavi Method and apparatus for picking-packing applications US 8,315,736 B2 2012.
- 21. Nishihara Handling apparatus, control device, control method, and program US 2011/0082586 A1 2011.
- 22. Nishihara Handling system, work system, and program US 7,654,380 B2 2010.
- 23. Rutschmann Picking line and method for inserting products into a packaging container US 2010/0223883 A1 2010.
- 24. Sager Automated system for locating and transferring objects on a conveyor belt US 5,040,056 1991.
- 25. Schaffer Apparatus for optimizing the layout and charge maps of a flowline of pick and place machines 5,864,83 1999.

- 26. Schubert Process and apparatus for introducing products into containers US 6,122,895 2000.
  27. Tischhauser Method for filling containers with piece goods US 8,015,778 B2 2011.
  28. Wappling Improved Pick and Place US 2012/0165972 A1 2012.

# Annexes

Lien vidéo d'une chaine de production Pick & Place.

https://www.youtube.com/watch?v=d4n5zdMwGXE

Lien vidéo du banc d'essai de Schneider-Electric en Allemagne.

https://www.youtube.com/watch?v=1caHHTLA0vI

Lien vidéo de la présentation de SOSi

https://www.youtube.com/watch?v=\_rRSTHCbXdE

Lien vidéo de SOSi avec le modèle développé.

https://www.youtube.com/watch?v=I3P1\_kAi5dc

## Explication de la vidéo :

Cette vidéo vous montre la simulation d'un système pick & place avec SOSi que j'ai développé durant cette première année de thèse. Vous trouverez ci-dessus le détail de la vidéo.

- [0:00] [0:28] : Je vous montre les différentes parties du modèle.
  - Les convoyeurs d'entrée (de prise) et de sortie (de dépose) avec leur moteur associé.
  - Les quatre robots composés d'une base (le disque), d'un moteur et d'un outil (la sphère).
  - Les quatre IHM des robots, des convoyeurs du générateur d'objets et des algorithmes.
- [0:28] [0:53] : Je vous montre l'utilisation de l'IHM des convoyeurs.
  - On peut gérer la marche et l'arrêt des convoyeurs ainsi que la modification de leur vitesse en m/s.
  - L'IHM informe sur le nombre de produits et de boites mis au rebut.
  - On peut se mettre en co ou contre-courant.
  - On peut appliquer l'option de la priorité à la dépose.
  - Sur cette IHM comme sur toutes les autres, j'ai rajouté un bouton « Help » qui permet d'avoir une aide sur le fonctionnement de l'IHM.
- [0:53] [1:33] : Je vous montre l'utilisation de l'IHM du générateur d'objets.
  - On gère la marche et l'arrêt du générateur en entrée (les produits) et en sortie (les conteneurs).
  - On peut choisir son type de produits (tores ou briques) et son type de conteneurs (boites carrées ou rectangulaires).
  - On peut choisir le type de distribution des produits (en vrac ou en ligne).
  - On peut choisir l'espacement entre les produits et entre les conteneurs.
- [1:33] [2:01] : Je vous montre l'utilisation de l'IHM des robots.
  - On peut gérer un seul robot ou tous les robots à la fois.
  - On peut choisir le pourcentage de la vitesse maximum de fonctionnement (VelOverride), l'utilisation du buffer (avec sa taille) et le nombre de produits qu'ils prennent. Ici le robot 1 et 4 prennent un produit à la fois, le robot 2 deux produits et le robot 3 trois produits.

- Il y a des informations qui sont renvoyées comme le temps de travail, le nombre de produits pris et les temps de déplacements pour tous les robots.
- [2:01] [2:56] : Je vous montre l'utilisation de l'IHM pour les algorithmes.
  - La partie gauche est pour les algorithmes de prises et celle de droite pour la dépose.
  - Actuellement, les algorithmes qui tournent sont : la prise du produit le plus vieux et la dépose dans la boite la plus vieille dans la zone de travail des robots.
    - Comme vous pouvez bien le voir grâce à l'échelle de temps disponible avec SOSi, le robot vert prend les produits les plus à gauche de sa zone (cercle vert).
  - Lorsque je clique sur l'algorithme pour prendre les produits les plus jeunes, le robot prend les produits les plus à droite de sa zone.
  - Pour finir je vous montre un algorithme d'assignation.
    - On voit bien qu'au début du convoyeur, les produits sont blancs donc ils ne sont assignés à aucun robot. Passé une distance (qui peut symboliser la présence d'un capteur), les produits changent de couleurs suivant leur assignation : rouge pour le robot 1, vert pour le robot 2 et ainsi de suite.
  - Je n'ai pas lancé tous les algorithmes implémentés car le but cette vidéo est de montrer un aperçu de la simulation.

#### Planning de la thèse



## Fiche récapitulatif du logiciel SOSi





# LABORATOIRE AMPERE

Unité Mixte de Recherche du CNRS - UMR 5005

Génie Electrique, Electromagnétisme, Automatique, Microbiologie environnementale et Applications

# *Mémoire doctorant 1<sup>ère</sup> année 2013 -2014*

Nom - Prénom	LAGNIER – Julien
Titre de la thèse	Contribution à la modélisation directe et inverse par approche Multi-Bond Graph appliquée à la dynamique du véhicule pour le dimensionnement d'actuateur châssis et l'identification paramétrique
Directeur de thèse	M. Didier REMOND, Professeur – INSA (LaMCos)
Co- encadrants	M. Wilfrid MARQUIS-FAVRE, Professeur – INSA (Ampère)
Dpt. de rattachement	LaMCoS
Date début des travaux	Décembre 2013
Type de financement	Société LMS Imagine S.A.



Ref : 20140607\_Mémoire\_1ère\_Année\_Julien\_Lagnier\_Ampère\_v2.0.doc

page 1 of 55

Laboratoire Ampère – Ecole Centrale de Lyon – 36, avenue Guy de Collongue - 69134 Ecully cedex – France Tél : +33 (0) 4 72 18 60 99 Fax : +33 (0) 4 78 43 37 17 http://www.ampere-lab.fr



# Mémoire de présentation des premiers travaux de thèse (1<sup>ère</sup> année, juin 2014)

Auteur :	Julien Lagnier		
Date de création :	Juin 10, 2014	Version:	2.0
Dernière date d'enregistrement :	juin 21, 2014		
Nom du document:	20140607_Mémoire_1ère_ ère_v2.0	_Année_Julien_	Lagnier_Amp

Table	des matières :	
1. Ré	sumé	4
1.1	Intitulé du sujet de thèse	4
1.2	Résumé	4
2. Int	roduction	6
3. Po	sitionnement de l'etude et des outils de conception	9
4. Bib	oliographie	.11
4.1	Introduction	.11
4.2	Dynamique du véhicule et étude du comportement routier	.11
4.3 déve	Conception châssis et liaison au sol : Topologie de modèles par niveau de loppement	. 12
4.4 modé	Le formalisme Bond Graph appliqué à la mécanique et ses déclinaisons pour la élisation du châssis	ι .18
4.5	Le dimensionnement par modèle Bond Graph inverse	. 19
4.6 logici	Positionnement des approches proposées dans un cadre industriel, contraintes elles de langage et d'implémentation pour des applications pérennes	. 20
5. Mo fonction	dèles Bond Graph Multicorps Avancés pour la modélisation dynamique véhicule nnelle	. 20
5.1	Introduction	. 20
5.2	Modèle de châssis avancé	. 20
5.3	Topologies de modèle proposées dans cette étude	.21
5.4	Validation	. 22
5.5	Conclusion	. 22
6. Co	ntribution à la conception chassis par approche inverse	. 22
6.1	Introduction	. 22
6.2	Modèle de châssis avancé	. 22
6.3	Topologies de modèle proposées dans cette étude	.24
6.4	Conclusion	.24
7. Co	nclusions et Perspectives	.26

#### Ecole Centrale de Lyon - INSA de Lyon – Université Claude Bernard Lyon 1 Laboratoire Ampère



## Unité Mixte de Recherche du CNRS - UMR 5005

8. Bib	bliographie Personnelle	. 27
8.1	Congrès	. 27
8.2	Rapport d'études	. 27
8.3	Tutorat Stage de fin d'études	. 28
8.4	Synthèse de la thèse en cours	. 28
9. Bib	oliographie	. 28
9.1	Mécanique Générale	. 28
9.2	Dynamique du véhicule	. 28
9.3	Simulation numérique	. 29
9.4	Bond Graph	. 30
9.5	Divers	. 32
9.6	Bibliographie sélectionnée (à lire)	. 32
10. A	Annexes #1 : Niveau de représentativité des modèles fonctionnels par applicatior	n
châssis	· · · · · · · · · · · · · · · · · · ·	. 33
11. <i>A</i>	Annexes #2 : Paramètres influents en dynamique route	. 34
12. <i>F</i>	Annexes #3 : Notes personnelles sur Article Pacejka (1986)	. 37
12.1	Thématique / Sujet	. 37
12.2	Notes personnelles	. 38
13. <i>I</i>	Annexes #4 : Implémentation de modèles de pneumatiques simplifiés dans le	
logiciel	AMESim	. 43
13.1	Modèle de Rocard/Brossard [Brossard 2006]	. 43
13.2	Modèle de Dugoff [Dugoff 1970]	. 43
	Annexes #5 : Implémentation de modèles de châssis simplifiés dans le logiciel	
		.44
14.1	Modèle Lacet/Dérive [Brossard 2006]	.44
14.2	Modèle Lacet/Dérive/Roulis [Brossard 2006]	.44
14.3	Modele Lacel/Derive/Roulis non lineaire [Brossard 2006]	.44
15. <i>F</i>	Annexes #6 : modeles Bond Graph de chassis avances (exemple du 15 ddi)	.45
16. F	Annexes #7 : Implementation de modeles de chassis avances dans le logiciel	17
17 <i>L</i>	Anneves #8 : Cas d'étude nour l'inversion	. <del>.</del> . /8
17.7	Dátails des cas d'application pour la thèse	. <del>4</del> 0 //8
17.1	1.1 Cas « simples » pour appréhender les problématiques	. 40
17.	<ul> <li>1.2 Cas « intermédiaires » pour appréhender lever les problématiques futures</li> <li>52</li> </ul>	s - 5
17.	1.3 Cas industriels	. 55



#### 1. RESUME

#### 1.1 Intitulé du sujet de thèse

« Contribution à la modélisation directe et inverse par approche Multi-Bond Graph appliquée à la dynamique du véhicule pour le dimensionnement d'actuateur châssis et l'identification paramétrique ».

**Mots clés :** Modélisation, Mécanique multi-corps, Modèle directe, Modèle inverse, Multi-Bond Graph, Dynamique véhicule, Dimensionnement d'actuateur, Direction Assistée Electrique (EPS / Park Assist), Identification (profile de route, paramètres véhicule), Analyse Structurelle, Non linéarité.

Cette thèse s'inscrit dans le cadre d'une VAE (« Validation des acquis de l'expérience »), comprenant une première phase de valorisation de travaux ayant été effectués entre 2004 et 2014 et une seconde phase, réalisée actuellement en cotutelle entre les laboratoires LaMCoS et Ampère de l'INSA de Lyon. Ces deux phases sont distinctes dans le résumé suivant et unifiées dans les travaux et le présent mémoire.

#### 1.2 Résumé

Dans une première phase, l'étude a pour but d'utiliser le formalisme multi-Bond Graph pour proposer différents niveaux de modélisation d'un véhicule. Cette approche (directe) permettra d'une part une gradation et une hiérarchisation dans la complexité des modèles mais également une structure de modèle Bond Graph claire, concise et modulaire pour l'analyse avancée des chemins de puissance (flux/efforts). La structure visée offrira la possibilité de découpler les différents phénomènes énergétiques fondamentaux influençant la dynamique du véhicule : effets guasi-statiques (effets Broulhiet, jacking effect, centre de roulis) - liés en partie à la cinématique des trains et aux épures de suspensions - , efforts internes de liaison du mécanisme des trains ou multiplicateurs de Lagrange, engendrant la déformation des trains sous efforts (ou « élastocinématique des trains ») et effets dynamiques (effets gyroscopiques généralisés des masses non suspendues) pour traiter des phénomènes avancés comme le balourd de roue en virage. En termes de topologie, le niveau de complexité le plus avancé est celui usuellement qualifié de multi-corps fonctionnel à 15 degrés de liberté. On emploie la qualification « fonctionnelle » pour définir le type de modélisation des trains de suspensions, définit par une fonction mathématique (tabulée, interpolé, polynomiale,...). En termes de Bond Graph, cette « fonction mathématique » est un transformateur généralisé modulé (MTF) permettant le calcul des mouvements contraints du train en fonctions de l'état des degrés de liberté du système. Il est à rappeler que le modèle dit « à 15 degrés de liberté » est un mécanisme multi-corps (10 corps, avec liaisons cinématiques), dont le nombre de degré de liberté originel (60) a été réduit (à 15, en intégrant les contraintes cinématiques au système d'équation, i.e. passant d'un système algébro-différentiel à un système aux équations différentielles ordinaires) pour répondre à la topologie nécessaire à la spécification fonctionnelle, design fonctionnelle et validation fonctionnelle (y compris sur



banc temps réel et sur simulateur de conduite). Il est important de noter que c'est la structure et la manipulation du modèle Bond Graph qui permettra cette réduction. La validité de l'approche et de son implémentation sera montrée sur des campagnes de validation simulation/essais sur véhicule. Cette approche structurée permettra également d'enrichir la modélisation châssis originelle pour la prise en compte de la torsion et flexion de caisse (18 ddl), la modélisation de véhicule avec remorque (22 ddl) et ou la modularisation complète du modèle – sous hypothèses simplificatrices – pour l'approche multi-essieux (n essieux).

Dans une deuxième phase, le spectre de modélisation sera élargi à l'approche (par modèle) inverse, basée sur l'ensemble des modèles Bond Graph (directs) validés de la phase précédente. L'intérêt est le développement de modèles inverses offrant la possibilité de dimensionnement de différents actionneurs du véhicule (moteur électrique de direction assisté, organes de suspension verticale) et l'identification (paramétrique du véhicule voire de profil de route). Il serait envisageable de pouvoir également utiliser ces modèles inverses dans le cadre de développement de contrôleurs châssis (par exemple pour le pilotage autonome). *Certains contrôleurs de trajectoire utilisent des approches de control optimal (par exemple, le MPC (Model Predictive Control)) qui embarquent un modèle (directe) de châssis et des boucles d'optimisation sur des fonctions objectifs utilisant la prédiction du modèle directe. Les modèles inverses de prédiction pourraient être implémentées pour ces objectifs.* 

Les problématiques scientifiques visées sont l'application de méthodologies – basées sur le Bond Graph – d'inversion sur des modèles multi-corps (c.à.d. multi-bond graph, pour le mécanisme de train notamment) comprenant des éléments C et/ou R non linéaires, non bijectifs (frottements secs, frottement du pneumatique) voire discrets (butée mécanique, sensiblement équivalent aux problématique liés aux interrupteurs électriques idéaux). Les méthodologies en question sont celles basées sur la Bicausalité en Bond Graph (développée entre autre par le laboratoire AMPERE depuis environ 25 ans) ainsi que le formalisme 2-3 Bond Graph (Bond Graph non standards) mise en place par Sébastien Furic lors du projet OPENPROD.

Cette thèse s'inscrit dans le cadre du projet européen MODRIO, pour lequel le laboratoire AMPERE de l'INSA Lyon et la société LMS Imagine sont partenaires. (Les responsables scientifiques sont respectivement Wilfrid Marquis-Favre pour le laboratoire AMPERE et Sébastien Furic pour la société LMS Imagine S.A.). Les modèles directes existants sous forme multi-Bond Graph (1<sup>ère</sup> phase décrite précédemment) serviront également de cas test dimensionnant pour ces méthodologies (en ce sens que l'on élargi l'application à la mécanique multi-corps et au bond graph vectoriel, qui ne sont pas des cas traités usuellement).



#### 2. INTRODUCTION

Le développement de modèle de compréhension visant l'étude du comportement des véhicules roulants est relativement « nouveau » et son essor est en partie dû à l'impulsion de physicien tel Yves Rocard ou d'ingénieur comme Georges Broulhiet dans les années 1920, après la découverte des phénomènes fondamentaux de dérive des pneumatiques ou encore de plongée des véhicules. Un grand nombre d'ouvrage et de recherches ont été entrepris pour théoriser le comportement du véhicule tout au long du siècle, en se basant majoritairement sur les théories mécaniques classiques (Newton/Euler, Euler/Lagrange, travaux virtuels). Différents types et intérêts de recherches (comportementales et globales ou détaillées aux niveaux des organes de liaisons au sol) ont aboutis à la fin dans les années 80 et 90 à un certain nombre de classe de modèle – et implémentation logiciels associées - que l'on peut regrouper en deux grandes catégories : des applications métiers basées sur une représentation équationnelle globale du véhicule (dites « fonctionnelles ») d'une part et des applications dérivées d'approches multi-corps génériques (dites « organiques ») d'autre part. Dans la guasi-totalité des cas, la classe de modèle fonctionnel est issue de manipulations symboliques supplémentaires et simplifications de modèles multi-corps dont la topologie a été fixée, aboutissant à des modules spécifiques définis. Si la classe de modèle organique - et les outils logiciels associés - a atteint un niveau de maturité important au cours des 20 dernières années, la classe de modèle fonctionnel conserve une évolutivité importante et continue, principalement dûe au large spectre d'abstraction envisageable et l'apparition de problématiques multi-physiques et de pilotage d'actionneur très en amont dans le cycle de conception des véhicules. Il existe toutefois certains consensus en terme de définition topologique des modèles (exemple des « 15 ddl »). En parallèle de l'approche « mécanicienne » du métier de la dynamique du véhicule, de nouveaux formalismes de modélisation sont apparus au début des années 60 comme le Bond Graph, proposé par H.M. Paynter. Par une abstraction des domaines physiques, ils permettent l'approche multi-domaine de manière assez directe. Par l'utilisation de théories fondamentales identiques aux approches mécaniciennes classiques (conservation de la puissance), ils permettent une définition structurée de la mécanique multi-corps classique en conservant l'ensemble de ses propriétés intrinsèques (voir par exemple [Breedveld et al. 1994]). La manipulation des modèles s'avère également plus simple et efficace en raison de l'aspect graphique du formalisme, qui peut également permettre de conserver la topologie originel des mécanismes étudiés. La déclinaison du formalisme Bond Graph est relativement nouvelle en dynamique véhicule en regard des travaux de modélisation entrepris au début du siècle dans ce domaine. Nous pouvons notamment penser à des articles fondateurs de Paceika en 1985, utilisant différentes formalisations du Bond Graph en mécanique multi-corps proposées notamment par Karnopp (1976) et Allen (1979). L'évolution et l'enrichissement continus du formalisme Bond Graph (exemple de la bicausalité, en 1995 par Gawthrop) permet d'apporter de nouvelles contributions intéressantes à la modélisation mécanique générale et en particulier aux métiers de la dynamique véhicule, notamment dans son approche fonctionnelle.

Le présent mémoire est une contribution à la modélisation véhicule et sous-systèmes châssis, pour des applications industrielles et pérennes de dynamiques véhicules



#### Unité Mixte de Recherche du CNRS - UMR 5005

avancées. Dans le cycle de conception en V relatif au châssis et aux organes de liaison au sol (niveau constructeur automobile), les modèles proposés dans ce mémoire se placent au niveau de la conception fonctionnelle (spécification fonctionnelle) et du design fonctionnel (spécification système) i.e. partie descendante du cycle ainsi qu'au niveau synthèse fonctionnelle dynamique route (validation système) et mise au point (validation fonctionnelle) i.e. partie ascendante du cycle en V de conception. Le cadre originel de l'étude est le portage de spécifications et des implémentations logicielles d'un outil interne de PSA pour les applications dynamiques véhicules (appelé SMASH Car), dans le but de standardiser, restructurer, pérenniser et étendre ses capacités originelles. Il est important de noter que l'outil interne SMASH Car (1997/2007) est originellement l'outil référent déployé dans l'ensemble du groupe PSA pour la simulation dynamique véhicule fonctionnelle. Il comprend à ce titre l'ensemble des capitalisations métiers dans ce domaine. Son développement interne est issu de travaux communs de spécifications (RENAULT/PSA/INRETS dans le cadre du GIE SARA « Simulateur avancé d'études et de recherche automobile », de 1991 à 1995) et de premières implémentations communes (ARHMM, « Advanced Road Handling Multi-body Model »). L'ensemble de ces spécifications et implémentations seront analysées.

Différents aspects fondamentaux de modélisation tels que la description articulaire structurée et conservative de puissance des mécanismes multi-corps nous ont conduits à choisir le formalisme Bond Graph comme base de développement. Il permettra notamment de définir et développer une nouvelle liaison cinématique spécifique aux épures de suspension, base de l'approche fonctionnelle en dynamique véhicule. L'aspect multidisciplinaire du système châssis par le biais du couplage énergétique avec ses soussystèmes (direction, suspension, freinage, transmission, faisant intervenir des domaines physiques comme l'hydraulique et l'électrique en plus de la mécanique) est également un point fondamental dans le choix de l'outil Bond Graph. La causalité nous permettra la détermination du système d'équation du modèle direct. L'utilisation du concept de bicausalité nous permettra d'étendre les possibilités calculatoires des modèles multi-corps proposés pour mettre en place un certain nombre de modèles inverses. L'aspect descriptif et structuré de ce formalisme nous permettra de répondre en outre à un grand nombre de contraintes d'implémentations logicielles « industrielles », telles que la réduction de modèle, la modularité, l'évolutivité, une structuration de code pertinente compatible avec des outils de simulation multi-physique, l'optimisation de code, la maintenance et l'autonomie vis-à-vis de code multi-corps.

Les travaux réalisés dans le cadre de cette thèse visent une contribution au développement de modèles et d'outils de conception appliqués à la dynamique du véhicule et la liaison au sol. Dans un premier temps, nous visons la mise en place d'un certain nombre de modèles véhicules de complexité croissante, dont le but est d'atteindre (voire dépasser) le niveau d'exigence industriel actuel de modélisation (l'implémentation interne SMASH Car mais également des outils commerciaux existants). Cette mise en place se fera en rapprochant la modélisation par bond graph à celles usuelles de dynamique véhicule, intégrant les contraintes métiers. L'ensemble de ces modèles sera implémenté dans un outil de simulation numérique multi-physique commercial, avec l'ensemble des contraintes logicielles précédemment exposées. Ces modèles seront ensuite validés de manière exhaustive sur la base des références logicielles existantes ainsi que par des comparaisons avec des essais véhicules sur pistes et bancs (au final,


#### Unité Mixte de Recherche du CNRS - UMR 5005

par quatre constructeurs automobiles différents). Dans un second temps, ce nouveau référentiel de modèle véhicule issu du Bond Graph nous servira de base pour le développement d'un certain nombre modèle inverse dédiés à une conception fonctionnelle plus avancée et « directe » que l'approche métier usuelle. La méthodologie d'inversion existante développée par le laboratoire AMPERE et basée sur le Bond Graph sera appliquée à cette classe de modèle multi-corps (utilisant donc le multi-bond graph et les champs I, C et R). A ce stade de la thèse (juin 2014), la méthodologie du laboratoire a été développée, formalisée et appliquée principalement à des modèles ne comprenant pas de multi-liens ni de champs. Nous nous concentrons sur la validation de la méthodologie sur ces points, voire étendre sa formalisation si besoin. Nous envisageons également d'étendre si possible la méthodologie à une classe de modèles avec éléments I, R, C idéaux (raideurs infinies, inerties nulles, frottements secs idéaux type frottement de Coulomb, butées mécaniques idéales,...).

Ce mémoire s'axe autour des chapitres suivants :

- Le premier chapitre présente de manière globale le positionnement de la présente étude et la démarche de conception automobile châssis et liaisons au sol. La classe de modèle dynamique véhicule « fonctionnelle » sera définie et quelques exemples d'applications seront proposés (coté constructeurs mais également coté équipementiers châssis de rang #1).
- 2. Le second chapitre sera principalement bibliographique. Il sera consacré dans un premier temps à une définition de l'état de l'art sur la modélisation Bond Graph appliqué à la mécanique multi-corps articulaire et aux déclinaisons intéressantes pour la modélisation châssis. Nous rappellerons également brièvement les aspects théoriques sur l'inversion de modèle et nous intéresserons de manière détaillée à la méthodologie de dimensionnement par modèle inverse du laboratoire AMPERE, son formalisme et la maturité actuelle de la procédure après environs 25 années. Nous balaierons notamment les différentes applications industrielles réalisées connexes à notre étude. Enfin, nous proposerons un certain nombre d'éléments, concepts et grandeurs relatifs au métier de conception châssis et application dynamique véhicule pour projeter l'ensemble des concepts théoriques précédents dans cet applicatif particulier.
- 3. Le troisième chapitre sera dédié au développement de modèle multi-corps direct de véhicule à partir du formalisme Bond Graph. Nous verrons que la structuration topologique des modèles nous permettra une analyse structurelle intéressante nous permettant de retrouver les différents phénomènes énergétiques fondamentaux influençant la dynamique du véhicule, par exemple :
  - a. Les effets quasi-statiques (effets Broulhiet, *jacking effect*, centre de roulis), liés en partie à la cinématique des trains et aux épures de suspensions
  - b. Les efforts internes de liaison du mécanisme des trains (multiplicateurs de Lagrange), engendrant la déformation des trains sous efforts (ou « élastocinématique des trains »)
  - c. Les effets dynamiques (effets gyroscopiques généralisés) pour traiter des phénomènes avancés comme le balourd de roue en virage (effets gyroscopiques des masses non suspendues tournantes braqueuses dans ce cas précis).



Ce chapitre proposera également de manière succincte un protocole de validation d'implémentation de modèle véhicules multi-corps, plusieurs campagnes de validation de « l'outil » (i.e. ensemble modèle / implémentation logicielle / solveur) ainsi que des exemples d'utilisation industrielles actuelles. A ce stade du développement de la thèse (juin 2014), nous ne savons pas précisément si cette section fera l'objet d'un chapitre à part entière (type chapitre applicatif « validation, utilisation industrielle et exemple de déploiement »), voire sera fusionnée avec un 5eme chapitre applicatif global (comprenant des applications par modèles directs et inverses) ou encore des annexes spécifiques.

4. Le quatrième chapitre étendra les capacités des modèles de conception vu au chapitre 3 en proposant un certain nombre de modèles inverses appliqués à des applications métiers particulières. La méthodologie d'analyse structurelle et d'inversion basée sur le bond graph sera déclinée et étendue aux cas des modèles multi-bond graph (avec champs) ainsi qu'au cas d'utilisation de modèles mécaniques théoriques idéaux (frottements secs, butée idéale, ressort infini, inertie nulle,... i.e. éléments I, R, C non standards). La finalité est de proposer différents niveau d'abstraction de modèles correspondant aux différentes étapes du cycle de conception. A ce stade du développement de la thèse (juin 2014), nous privilégions les stades de conception et validation fonctionnels. Cependant, suivant les résultats obtenus, nous pourrions étendre l'abstraction à des modèles organiques de liaison au sol (par exemple, des modèles d'essieu multi-corps).

## 3. POSITIONNEMENT DE L'ETUDE ET DES OUTILS DE CONCEPTION

Dans le contexte actuel de conception automobile châssis, les sous-systèmes sont directement placés en étroite interaction et leur intégration au véhicule avec leur contrôleur respectif est considérée dès les phases fonctionnelles amont. Les ABS/ESP sont à présent obligatoires dans de nombreuses législations automobiles, le couplage entre direction, freinage et suspension active devient de plus en plus courant et vise le contrôle global de châssis. Dans ce contexte, les modèles de conception et les outils de simulation doivent être capables de fournir un niveau de modélisation élevé ainsi que des possibilités intrinsèques d'assemblage, de couplage et d'intégration. Ces modèles et outils traitant nativement la multi-physique des phénomènes mise en jeu permettent d'approcher la conception et le développement du châssis d'un point de vue mécatronique. Un grand nombre de contrainte sur les outils dérive de ces besoins, et outre l'application multiphysique, nous noterons la nécessité de modularité, flexibilité, robustesse numérique [Rauh 2003] ainsi que l'excellence de modélisation sur les verticalités métier pour qu'un environnement commun de simulation puisse être pérenne sur le cycle de conception.

Dans le présent cas d'étude, l'approche par modèle directe – relativement usuelle et complètement intégrée dans le cycle de conception – couvrira les aspects conception fonctionnelle (spécification fonctionnelle), design fonctionnel (spécification système), synthèse dynamique route (validation système) et mise au point (validation fonctionnelle) [Parmentier 2009 b] (Figure 3-1). Les approches par modèles inverses – moins utilisés et



peu intégrées dans les cycles de conception métier – seront intégrées plus en amont de la partie conception fonctionnelle, principalement pour la synthèse du cahier des charges (pour les aspects liaison au sol ainsi que pour les sous-systèmes châssis).



Figure 3-1 : Cycle de conception PSA (Châssis/LAS (a) et Sous-Systèmes (b))

L'exemple du déploiement chez un constructeur automobile de rang #1 comme PSA de l'outil de simulation fonctionnel de dynamique du véhicule (approche par modèle direct) regroupe les niveaux de développement suivant [Parmentier 2008]...

- Spécification i.e. épures, répartition de masses, géométrie, élasto-cinématique des trains,... (spécification système)
- Synthèse dynamique route (validation système)
- Validation (validation fonctionnelle)
- Analyse de la concurrence

...pendant...

- Les projets de développement véhicule
- Les projets préliminaires
- Les projets de recherche et les études pilotes (incluant la partie recherche liée aux applications sur simulateur de conduite)

... comprenant entre autre les situations de vie suivantes :

- Sensibilité aux perturbations routes
- Sensibilité au vent latéral (aérodynamique)
- Stabilité dynamique véhicule (durant les changements de voies, les freinages en courbes)
- Confort basse fréquence (voire moyenne fréquence sur banc).

Nous pouvons garder à l'esprit que les outils de simulation fonctionnel en dynamique véhicule dans leur configuration usuelle (modèle direct à « 15 ddl ») et pour des applications sur véhicule automobile de tourisme sont utilisés dans des situations de vie



basse fréquence (0 à 15 ou 20Hz suivant les cas) *(voir Annexe, chapitre 10).* Les principales limitations sont inhérentes à la définition de la liaison cinématique spécifique aux épures de suspension, base de l'approche fonctionnelle [GIE SARA 1997], [Alirand 1999], [Alirand 2001], [Alirand 2005], [Lagnier 2007], [Parmentier 2008].

Concernant les modèles utilisant l'approche inverse, ils se rencontrent principalement au niveau des projets de recherche et sont relativement peu utilisés en regard de la maturité des modèles directs et de leur intégration complète au cycle de conception. Notons toutefois qu'un certain nombre de travaux [Mechin 2003], [Laffite 2004], [Marquis-Favre 2006] visent à formaliser les méthodologies sur des cas applicatifs châssis et les déployer plus largement. (A ce stade de la thèse (juin 2014), un intérêt important est porté à l'évolution potentielle que nous pourrions apporter aux travaux de [Mechin 2003], sur la base d'un nouveau référentiel complet de modèle bond graph véhicule). Notons enfin que le niveau de complexité des modèles inverses est sensiblement identique à ceux des approches directes.

# 4. BIBLIOGRAPHIE

#### 4.1 Introduction

Ce chapitre essentiellement bibliographique a pour intérêt d'expliciter la démarche de conception dans le domaine du châssis et liaisons au sol et positionner les différents niveaux d'abstraction de modèles associés au cycle de développement. Après un rappel sur les concepts de conception et grandeurs relatifs au métier châssis / liaison au sol, nous apporterons une synthèse de l'état de l'art sur la modélisation Bond Graph appliqué à la mécanique multi-corps articulaire et aux déclinaisons intéressantes pour la modélisation en dynamique véhicule. Nous montrerons l'adéquation de ce formalisme – entre autre – aux applications fonctionnelles visées. Nous rappellerons également brièvement les aspects théoriques sur l'inversion de modèle et les possibilités nouvelles qu'elle ouvre en regard de la démarche classique de conception. Nous intéresserons de manière détaillée à la méthodologie de dimensionnement par modèle inverse du laboratoire AMPERE, son formalisme (essentiellement basée sur le bond graph) et la maturité actuelle de la procédure après environ 25 années d'existence. Nous balaierons notamment les différentes applications industrielles réalisées [Méchin 2003], [Lafitte 2004].

#### 4.2 Dynamique du véhicule et étude du comportement routier

Un grand nombre d'ouvrage approche la dynamique du véhicule d'une manière technologique relativement avancée, en apportant les concepts généraux du comportement routier d'un véhicule, basé en premier lieu sur ses caractéristiques en virage stationnaire, puis transitoire [Dixon 1996] [Gillespie 1992] [Halconruy 1995] [Milliken 1995]. Une synthèse intéressante est également proposée par [Parmentier 2007] et [Arnoux 2007] et reprise dans [Lagnier 2007]. Nous rappellerons les principaux éléments influant la dynamique route en Annexe (*chapitre 11*).

Tous ces concepts métier ont été formalisés de manière précise et déclinés sous forme de modèles « simplifiés » dans [Brossard 2006]. Ces modèles de connaissance usuels ont



Unité Mixte de Recherche du CNRS - UMR 5005

été révisés et proposée de manière équationnelle avec une approche mécanicienne rigoureuse et validée. Nous avons implémenté l'ensemble de ces modèles « simplifiés » dans le logiciel de simulation Amesim (i.e. modèle Lacet/Dérive, Lacet/Dérive/Roulis linéaire et Lacet/Dérive/Roulis non linéaire avec épures complexes, voir Annexes (*chapitre 14*)) pour appréhender l'ensemble de ces phénomènes à partir de systèmes d'équations manipulables relativement simplement. Une présentation simple des modèles d'état représentant l'état stationnaire de virage et l'étude de sa stabilité est proposée avec support de simulation dans [Lagnier 2011]. Notons enfin que plusieurs autres ouvrages référents comme [Broulhiet 1925], [Brossard 2006] dans sa consolidation du modèle pneu de Rocard de 1935 ou encore [Dugoff 1970] nous ont permis d'implémenter des modèles de pneumatique phénoménologiques simplifiés très intéressants pour la compréhension du phénomène de « frottement sec généralisé » du pneumatique (*Annexes, chapitre 13*).

Cette présentation succincte de différents concepts et grandeurs métier nous permettra de mettre en perspective l'utilisation de formalisme générique et multi-physique comme le bond graph pour discuter nos hypothèses et développer nos modèles, en gardant à l'esprit que tous les phénomènes présentés (de manière non-exhaustive dans ce document) devront être nécessairement représentés d'une part, et que l'ensemble des grandeurs à manipuler et à observer seront le plus souvent des grandeurs « métier » d'autre part.

# 4.3 Conception châssis et liaison au sol : Topologie de modèles par niveau de développement

Ce paragraphe a pour but de :

- 1. Présenter de manière détaillée le cycle de conception associé au métier châssis et liaison au sol (et ainsi expliciter les points exposé au chapitre 3) [Méchin 2003], [Parmentier 2009 b], [Jardin 2010], [Marquis-Favre 2011]
- 2. Associer les niveaux d'abstraction des modèles à chacune des strates du cycle (système, fonctionnelle, organique, composant)
- 3. Proposer une analyse des outils industriels existants en simulation dynamique du véhicule fonctionnelle (Notamment CarSim/AutoSim, Ve-Dyna, dSPACE ASM, Carmaker, Modelon AB / Dymola, VI-Grade, Callas/Prosper)
- 4. Détailler les spécifications et implémentations issus de ARHMM [GIE SARA 1997] et celle de SMASH, utilisant les manipulations symboliques du logiciel multi-corps JAMES [Alirand 1993], [Alirand 1995], [Alirand 1997], [Alirand et al. 2005]

Dans le cadre de ce document, nous n'exposerons pas les 3 premiers points : le premier a été introduit au chapitre précédent ; le second a été mentionné en partie en introduction (maturité des outils pour le développement organique i.e. outils multi-corps type ADAMS, Motion (ex DADS), Simpack,... en regard de l'hétérogénéité des outils de conception fonctionnelle malgré quelques consensus ; le troisième a un intérêt moindre, mais toutefois important pour connaitre le niveau de complexité de solutions commerciales existantes déployées dans l'industries automobile, c'est-à-dire répondant a priori au besoin de modélisation d'une part et intégrées effectivement au cycle de conception d'autre part).



L'analyse des spécifications logicielles de l'outil ARHMM est fondamentale dans notre cas d'étude. Elle est proposée ici de manière très succincte, en prenant support sur l'implémentation faite dans le logiciel multi-corps JAMES. Nous nous focalisons dans cette présentation sur le noyau multi-corps châssis uniquement. La formulation dynamique du mécanisme est établie sous la forme générale suivante :

$$M\ddot{q} = F(q, \dot{q}, t)$$

où M représente la matrice de masse généralisée du système, *q* représente ses degrés de liberté et le membre de droite regroupe les efforts et effets gyroscopiques généralisés. La matrice de masse du système M (de taille 15x15 pour un modèle véhicule dit à « 15ddl » (Annexes, chapitre 16) est globalement pleine (à quelques exceptions près, comme une absence de couplage train avant/train arrière). Les degrés de liberté sont articulaires (à opposer à des descriptions cartésiennes classiques comme dans le logiciel ADAMS par exemple) : le solide « caisse » est repéré par rapport au référentiel galiléen, le solide « porte fusée » est repéré par rapport à la caisse (avec une liaison cinématique spécifique introduisant les épures) et le solide « roue » est repéré par rapport au porte fusée caisse. Cette liaison spécifique, appelée « glissière généralisée » permet un mouvement relatif pouvant être décrit comme une fonction mathématique dépendant d'un certain nombre de degré de liberté du système (en l'occurrence, les débattements de suspension et le déplacement de la crémaillère).



Figure 4-1 : Correction cinématique en enroulement de bras [Alirand 1995]

Ces fonctions mathématiques, souvent tabulées et ainsi désignées comme les « tables de cinématiques », vont permettre de rendre compte du mouvement cinématique complexe du train (plus exactement des masses non suspendues non tournantes) lors du débattement ou lors d'action du conducteur par le biais du déplacement de la crémaillère (Figure 4-1). Le centre roue est défini par hypothèse simplificatrice comme centre de gravité de l'ensemble {porte fusée – roue}. Il sera corrigé cinématiquement en translation selon ( $i_1$ ,  $j_1$ ), et en rotation des angles  $\beta$ ,  $\gamma$ ,  $\eta$  comme défini sur la Figure 4-2 :



#### Ecole Centrale de Lyon - INSA de Lyon – Université Claude Bernard Lyon 1 Laboratoire Ampère

#### Unité Mixte de Recherche du CNRS - UMR 5005



Figure 4-2 : Corrections cinématiques : superposition des mouvements

Nous présentons maintenant une mise en équation assez simple du mécanisme, utilisant les corrections cinématiques vues précédemment dans le cas où seule la dépendance en débattement (degré de liberté z) serait considérée. Pour être compatible avec le formalisme utilisé par le logiciel JAMES, nous utilisons ici le principe des travaux virtuels. (encore une fois, la présentation faite dans le cadre de ce document est relativement succincte et sera complètement formalisée dans le mémoire final. L'idée est simplement d'introduire les concepts ici et de les rapprocher du bond graph par la suite).

Considérant le mouvement complexe du porte fusée par rapport à la caisse, l'expression du déplacement, du déplacement virtuel, de la vitesse et de l'accélération relatifs en fonction de *z*, de ses dérivées en temps et de  $\delta z$  peuvent s'écrire :

$$\begin{bmatrix} \vec{\rho} = A_1 A_2 = \vec{r}(z) = \begin{bmatrix} x(z) \\ y(z) \\ z \end{bmatrix}_1 \\ \delta \vec{\rho} = \frac{\partial \vec{r}}{\partial z} \delta z \\ \vec{v} = \frac{d\vec{\rho}}{dt} = \frac{\partial \vec{r}}{\partial z} \dot{z} \\ \vec{a} = \frac{d\vec{v}}{dt} = \frac{\partial \vec{r}}{\partial z} \ddot{z} + \frac{\partial^2 \vec{r}}{\partial z^2} \dot{z}^2 \end{bmatrix}$$
 (Eq. 4-1)

Les définitions de la rotation, du vecteur de rotation virtuelle, de la vitesse angulaire et de l'accélération angulaire relatifs en fonction de *z*, de ses dérivées en temps et de  $\delta z$  sont :

$$\begin{bmatrix} R(z) \triangleright (\vec{i}_1, \vec{j}_1, \vec{k}_1) \xrightarrow{\beta(z)} (\vec{i}_1', \vec{j}_1', \vec{k}_1) \xrightarrow{\gamma(z)} (\vec{i}_1, \vec{j}_2, \vec{k}_1') \xrightarrow{\gamma(z)} (\vec{i}_2, \vec{j}_2, \vec{k}_2) \\ \delta \vec{\theta} = \vec{b} \, \delta z \\ \vec{\omega} = \vec{b} \dot{z} \\ \dot{\vec{\omega}} = \vec{b} \ddot{z} + \frac{\partial \vec{b}}{\partial z} \dot{z}^2 \end{aligned}$$
(Eq. 4-2)



Avec, dans le repère intermédiaire de liaison (Euler) :

$$\vec{b} = \left[\frac{\partial \beta}{\partial z}\vec{k}_1 + \frac{\partial \gamma}{\partial z}\vec{i}_1 + \frac{\partial \eta}{\partial z}\vec{j}_2\right]$$
(Eq. 4-3)

La mise en équation par la méthode des travaux virtuels appliquée au porte-fusée revient à écrire :

$$\left(m\vec{\gamma} - \Sigma\vec{F}^{ext}\right) \cdot \delta\vec{\rho} + \left(J\vec{\omega} + \vec{\omega} \wedge J\vec{\omega} - \Sigma\vec{M}^{ext}\right) \cdot \delta\vec{\theta} = 0$$
(Eq. 4-4)

*m* et *J* représentent respectivement la matrice de masse et la matrice d'inertie de l'ensemble des éléments portés par le porte-fusée. Le vecteur r(z) a pour expression dans le cas général :

$$\vec{r}(z) = x(z)\vec{i_1} + y(z)\vec{j_1} + z\vec{k_1}$$
 (Eq. 4-5)

Pour obtenir la formulation dans la base 1 (repère du solide caisse), il est maintenant nécessaire d'exprimer *b* (le vecteur de vitesse de rotation) dans cette base :

$$\begin{bmatrix} b_{i1} \\ b_{j1} \\ b_{k1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\partial \gamma}{\partial z} \cos \beta - \frac{\partial \eta}{\partial z} \sin \beta \cos \gamma \\ \frac{\partial \gamma}{\partial z} \sin \beta + \frac{\partial \eta}{\partial z} \cos \beta \cos \gamma \\ \frac{\partial \beta}{\partial z} + \frac{\partial \eta}{\partial z} \sin \gamma \end{bmatrix}$$
(Eq. 4-6)

L'équation dynamique précédente s'écrit alors :

$$\overline{m}(z)\ddot{z} - F_z^{inert} = \Sigma F_{i1}^{ext} \frac{\partial x}{\partial z} + \Sigma F_{j1}^{ext} \frac{\partial \gamma}{\partial z} + \Sigma F_{k1}^{ext} + \Sigma M_{i1}^{ext} b_{i1} + \Sigma M_{j1}^{ext} b_{j1} + \Sigma M_{k1}^{ext} b_{k1}$$
(Eq. 4-7)

où  $\overline{m}(z)$  représente la masse condensée du système. C'est une fonction de *z* et elle dépend de *m* et *J*. Le terme  $F_z^{inert}$  réunit tous les efforts inertiels en  $\dot{z}$ :

$$F_{z}^{inert} = m \left[ \frac{\partial^{2} \vec{r}}{\partial z^{2}} \dot{z}^{2} \right] \cdot \left[ \frac{\partial \vec{r}}{\partial z} \right] + \left[ J \frac{\partial \vec{b}}{\partial z} \dot{z}^{2} + \vec{\omega} \wedge J \vec{\omega} \right] \cdot \vec{b}$$
 (Eq. 4-8)

De manière plus condensée et en ne traitant que des translations nous aurions :

$$\begin{bmatrix} m \begin{bmatrix} \frac{\delta x}{\delta z} \ddot{z} + \frac{\delta x^2}{\delta z^2} \dot{z}^2\\ \frac{\delta y}{\delta z} \ddot{z} + \frac{\delta^2 y}{\delta z^2} \dot{z}^2\\ \ddot{z} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} F_x^{ext}\\ F_x^{ext}\\ F_z^{ext}\\ z \end{bmatrix} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \frac{\delta x}{\delta z}\\ \frac{\delta y}{\delta z}\\ I \end{bmatrix} \delta z = 0 \quad (\text{Eq. 4-9})$$

qui peut encore s'écrire sous la forme :

$$m\left[1 + \left(\frac{\delta x}{\delta z}\right)^2 + \left(\frac{\delta y}{\delta z}\right)^2\right] \ddot{z} = \frac{\delta x}{\delta z} F_x^{ext} + \frac{\delta y}{\delta z} F_y^{ext} + F_z^{ext} - m\left[\frac{\delta^2 x}{\delta z^2} \times \frac{\delta x}{\delta z} + \frac{\delta^2 y}{\delta z^2} \times \frac{\delta y}{\delta z}\right] \dot{z}^2$$
(Eq. 4-10)

Nous retrouvons ici les concepts introduits précédemment : la masse condensée, les efforts inertiels (ou gyroscopiques généralisés) et la contribution des efforts extérieurs (sur la direction du degré de liberté, en l'occurrence  $k_1$ ). Le calcul de la masse condensée est équivalent à un transport de Huygens. Nous noterons que cette formule peut se mettre sous la forme originellement introduite :



Ecole Centrale de Lyon - INSA de Lyon – Université Claude Bernard Lyon 1 Laboratoire Ampère Unité Mixte de Recherche du CNRS - UMR 5005

 $M\ddot{q} = F(q, \dot{q}, t)$ 

Notons que la mise en équation du système dynamique ainsi représenté est valide si à chaque torseur d'efforts appliqué au point  $A_2$  (centre de masse corrigé du porte-fusée, Figure 4-2) est associé un effort interne à la liaison cinématique. Ce dernier est appelé **effet Broulhiet** (terme associé aux efforts extérieurs dans l'équation 4-10). Cet effort interne résulte de la contribution, dans la projection sur le mouvement tangent relatif réel du porte-fusée, des composantes normales à la glissière des efforts et des moments du torseur appliqué (Figure 4-3). L'effet Broulhiet vu en effort est la contribution des efforts orthogonaux (au sens large puisque les rotations interviennent) à la direction verticale de la liaison cinématique.



Figure 4-3 : Représentation des effets Broulhiet

Le formalisme des travaux virtuels nous permet donc de réduire naturellement le système d'équation au nombre minimal, c'est-à-dire de passer d'un système algébro-différentiel à un système explicite en intégrant les contraintes cinématiques au système explicite. Ce principe est la base de la manipulation symbolique effectuée par des logiciels multi-corps comme JAMES. Nous pouvons également approcher ce principe de manipulation symbolique à travers d'autre formalisme comme le bond graph. Nous présentons ici certains concepts de base qui seront repris et formalisé dans le chapitre suivant.

Nous avons présenté précédemment une transformation de type « Huygens » à travers le principe des travaux virtuels. Ce transport peut être vu sous un autre angle. On s'aperçoit ici qu'il existe une relation entre les vitesses longitudinale, transversale et verticale :



Cette relation peut être vue comme un transformateur au sens des bonds graphs. Le concept des bond graphs étant basé sur la conservation de puissance, s'il existe une relation entre les vitesses, il existe nécessairement une relation duale en effort pour assurer cette conservation. Ce concept se retrouve en Mécanique des corps solides dans la relation de transport des vitesses...



#### Ecole Centrale de Lyon - INSA de Lyon – Université Claude Bernard Lyon 1 Laboratoire Ampère

Unité Mixte de Recherche du CNRS - UMR 5005

$$V_A^b = V_G^b + AG \wedge \Omega_{b/0}^b, \text{ soit } \begin{bmatrix} V_{xA} \\ V_{yA} \\ V_{zA} \end{bmatrix}_b = \begin{bmatrix} V_{xG} \\ V_{yG} \\ V_{zG} \end{bmatrix}_b + \begin{bmatrix} 0 & -z_A & y_A \\ z_A & 0 & -x_A \\ -y_A & x_A & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega_x \\ \omega_y \\ \omega_z \end{bmatrix}$$

... et le transport des moments :

$$T_G = T_A + F_A^b \wedge AG$$

Notant que le produit vectoriel est antisymétrique, nous retrouvons une contribution matricielle de transport de moment en la transposée de la matrice de transport des vitesses :

$$\begin{bmatrix} T_{xG} \\ T_{yG} \\ T_{zG} \end{bmatrix}_b = \begin{bmatrix} T_{xA} \\ T_{yA} \\ T_{zA} \end{bmatrix}_b + \begin{bmatrix} 0 & z_A & -y_A \\ -z_A & 0 & x_A \\ y_A & -x_A & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_x \\ F_y \\ F_z \end{bmatrix}$$

Ce concept se retrouve également en bond graph. Si nous reprenons la relation entre les vitesses longitudinale, latérale et verticale nous avons nécessairement une relation duale en effort impliquant la transposée de la matrice de transformation soit :

$$F_{z} = \begin{vmatrix} \frac{\delta x}{\delta z} \\ \frac{\delta y}{\delta z} \\ 1 \end{vmatrix} \begin{bmatrix} F_{x} \\ F_{y} \\ F_{z} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\delta x}{\delta z} & \frac{\delta y}{\delta z} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{x} \\ F_{y} \\ F_{z} \end{bmatrix}$$

Dans ce cas précis nous retrouvons, pour les translations, l'effet Broulhiet introduit précédemment. Cet effet Broulhiet (toujours vu du point de vu des efforts dans la dénomination métier) correspond par exemple à un effet anti-plongée au freinage compte tenu de l'effort longitudinal et de l'épure de suspension. D'un point de vue du bond graph, la précédente transformation peut se mettre sous la forme suivante :



Figure 4-4 : Effets Broulhiet, Matrice de masse généralisée et effet gyroscopique généralisé

Le bond graph de la Figure 4-4 montre qu'il est possible de « ramener » tous les effets (massiques et d'efforts) sur le seul degré de liberté en z. L'inertie associée au degré de liberté z devient une inertie généralisée fonction des inerties (et masses) associés aux degrés « contraints » et de la position du degré de liberté z (Hyugens). Le terme résiduel apparaissant correspond aux effets inertiels de type gyroscopique (couplage de vitesses). Nous voyons que dans ce cas de figure, le bond graph permet une vision synthétique de la mise en équation effectuée à partir des travaux virtuels.



Unité Mixte de Recherche du CNRS - UMR 5005

# 4.4 Le formalisme Bond Graph appliqué à la mécanique et ses déclinaisons pour la modélisation du châssis

Le bond graph a été inventé par H. Paynter en 1959 puis introduite en 1961. C'est un langage descriptif de modélisation des systèmes physiques, basé sur la représentation des échanges énergétiques entre les éléments constitutifs des systèmes. Il permet une abstraction du domaine de la physique considéré en se basant sur les analogies existantes entre les domaines (notamment en termes d'éléments de stockage et de dissipation d'énergie). L'aspect descriptif de l'approche permet de se placer entre la description topologique physique et la formulation mathématique. La formalisation a été faite par D. Karnopp et R.C. Rosenberg en 1975 (un des ouvrages référents est celui de [Karnopp et al. 1990], avec la contribution de D.L. Margolis, voir également [Margolis 1987]). Nous nous intéresserons ici principalement à l'utilisation du formalisme bond graph pour des applications mécaniques multi-corps (nous verrons d'ailleurs que si le formalisme propose cette abstraction multi-physique très intéressante, son application pour la description des systèmes mécaniques multi-corps est également efficace et leur mise en équation peut s'avérer plus simple que les approches mécaniques usuelles (Newton/Euler, Lagrange, travaux virtuels). Nous utiliserons à ce titre les travaux de [Karnopp 1976] et [Bos 1986] dans un premier temps, respectivement pour la formalisation de la dynamique des corps solides (Structure de Jonction d'Euler « EJS », reformulé à plusieurs reprises par Breedveld depuis 1984, [Breedveld et al. 1994], [Breedveld 1999]) et la formalisation des repères intermédiaires de liaison pour l'expression des liaisons cinématiques entre solides. Nous nous intéresserons également aux travaux de [Bidard 1993] et [Van Dijk 1994] sur l'analyse structurelle (contrainte de cycle/co-cycle, conflits de causalité, « classement » des chemins causaux d'ordre 0) dont les déclinaisons en mécanique multicorps sont assez intéressantes (à associer également aux index de nilpotence élevée des systèmes mécaniques avec contraintes, voir les définitions de [Fotsu Ngwompo 1997]). Nous citerons également les contributions référentes de [Favre 1997] et les nombreux articles de P. Breedveld (par exemple [Breedveld 1984], [Breedveld 1985], [Breedveld 1999]). Pour les applications de mécanique multi-corps appliqué à la modélisation châssis, nous citerons [Karnopp 1976] mais surtout [Pacejka 1986]. Ce dernier présente une vision très novatrice et assez visionnaire pour l'époque, à travers le détail de 14 modèles qui pour la plupart sont toujours référents dans le domaine (tant en terme de pertinence du niveau de complexité que pour la structuration de modèle des sous-systèmes châssis auquel il conduit). Une note détaillée est proposée en Annexe (chapitre 12).

Cette synthèse bibliographique donne un certain nombre d'outil pour la modélisation des systèmes mécanique multi-corps et justifie la maturité du formalisme bond graph pour y parvenir. Notons qu'un point essentiel non traité dans cette brève synthèse est l'utilisation de coordonnées articulaires choisie dans notre cas pour la définition des mécanismes [Alirand 1993], [Alirand 1995], [GIE SARA 1997], [Alirand 1997], [Alirand et al. 2005]. Ce choix engendre un niveau de complexité supplémentaire par rapport à une approche cartésienne. La manipulation de la structure du bond graph permet d'y parvenir de manière relativement simple par rapport aux approches mécaniciennes classiques (en partie par le transfert d'éléments de stockage de type champ I vers des éléments virtuels associés à la définition de degrés de liberté relatifs du système, *voir [Allen 1979], et par exemple [Breedveld et al. 1994]*).

## 4.5 Le dimensionnement par modèle Bond Graph inverse

Le dimensionnement par approche inverse est apparu pour approcher les problématiques de sélection et validation d'actionneur (Newton Jr en 1950, Coeuillet en 1969, Vukobratovic en 1987 avec pour ce dernier une réelle inversion des dynamiques imposées par le cahier des charges). Ce besoin en dimensionnement a été rapproché des théories provenant de l'automatique (identification de commande / observabilité fonctionnelle d'entrée et suivi de trajectoire / commandabilité fonctionnelle de sortie) qui sont apparues dans le milieu des années 60. Notons que les travaux de Silverman en 1968, 1969 [Silverman 1969] ont été déterminants dans ce domaine et ont aboutis à des critères d'inversibilité, d'obtention de modèle inverse d'ordre minimal ainsi que la notion de degré relatif d'une sortie (ordre de dérivation minimal à appliquer à une sortie pour faire apparaitre la commande). Certaines notions importantes comme les ordres d'essentialité sont apparues plus tard (notion connue des automaticiens, portée sur le bond graph causal par les travaux de G. Dauphin Tanguy, Rahamani, Sueur et Bertrand dans le contexte du découplage par retour statique puis adapté à la méthodologie de dimensionnement par Ampère de manière simplifié sur le bond graph causal par [Jardin 2010] et le bicausal par [El Feki 2011]). Notons que l'apport des travaux de Silverman a été toutefois été déterminante [Fotsu Ngwompo 1997]. Ces approches automaticienne basées principalement sur des représentations d'états ou par matrices de transfert ont été portées et adaptées au formalisme bond graph assez récemment (début des années 1990). Nous citerons les contributeurs originels référents que sont Rahmani et Dauphin-Tanguy [Rahmani 1993] et Fotsu Ngwompo et Scavarda [Fotsu Ngwompo 1997] pour l'apport de leurs travaux pour l'étude des propriétés structurelles des systèmes et leurs déclinaisons dans la détermination et l'établissement de modèles inverses à partir du bond graph. Nous noterons également l'apport majeur du concept de bicausalité [Gawthrop 1995] qui a rendu possible la représentation bond graph de systèmes physiquement non causaux, classe regroupant entre autre les systèmes inverses, en conservant l'approche graphique native du langage. L'application de la bicausalité pour la synthèse de modèles inverses a été formalisée originellement par Fotsu [Fotsu Ngwompo 1997] et étendue [Jardin 2010] [El Feki 2011]. Les applications industrielles [Mechin 2003] [Laffite 2004] apporte une mise en perspective intéressante de l'approche et ouvre une grande potentialité quant à la diffusion de ces nouvelles méthodes de conception dans les cycles actuels.

A ce stade de la bibliographie, nous avons noté qu'un certain nombre de points de méthodologie pourraient être approfondis, reformulés et/ou étendus. Nous parlons ici de l'application aux boucles causales d'ordre zéro (suivant la classe), aux champs (I, R, C), ainsi que de la méthodologie d'obtention (systématique) des modèles inverses d'ordre minimaux. Concernant ce dernier point, si elle apparaît souvent la plus intéressante, elle peut s'avérer non-optimale dans certains cas en raison du traitement « global » de l'ordre des chemins causaux (algorithme SCAPI et MSCAPI dans [Fotsu Ngwompo 1997], chapitre 3). Nous pourrions penser à des critères d'inversion dont la finalité n'est pas forcément un modèle d'ordre minimal (i.e. partie dynamique du modèle inverse) mais privilégier une ordre de dérivation le plus homogène possible sur l'ensemble sur l'ensemble des chemins causaux, similaires à des notions d'écart type ou variance). Nous entreprenons également d'introduire des éléments idéaux dans les modèles bond graph qui pourraient avoir un impact sur les méthodologies mise en place (bien que des



éléments à causalité obligatoire, R type frottement sec par exemple, soient déjà introduits très en amont dans les procédures SCAPI / MSCAPI). Notons enfin qu'il est possible que certains cas d'application inverses soient utilisées pour du contrôle et que nous soyons amené à enrichir cette section bibliographique par une partie sur les structures de commande à modèle inverse.

# 4.6 Positionnement des approches proposées dans un cadre industriel, contraintes logicielles de langage et d'implémentation pour des applications pérennes

Cette section ne sera pas traitée dans ce document. La finalité est de présenter un certain nombre de contraintes des logiciels industriels (structuration, règles d'implémentation, maintenance, évolutivité...) et de montrer comment l'approche de modélisation par bond graph, la structuration native du formalisme ainsi que les propriétés des éléments natifs (MTF, MGY, structure de jonction) est en adéquation complète avec ces contraintes.

## 5. MODELES BOND GRAPH MULTICORPS AVANCES POUR LA MODELISATION DYNAMIQUE VEHICULE FONCTIONNELLE

#### 5.1 Introduction

Dans le domaine de la conception châssis et liaisons au sol, l'approche multi-corps fonctionnelle représente une classe essentielle des différentes topologies de modèles rencontrés. L'approche directe est très intégrée au cycle de développement et l'approche inverse offre de nouvelle possibilité pour le dimensionnement, synthèse de cahier des charges (mais encore pour la structure de commande). La topologie et le niveau de complexité du modèle de l'approche directe ont été établis (15 ddl pour le cas de véhicule à quatre roue sans torsion/flexion caisse). Le formalisme bond graph a été choisi comme étant le plus pertinent pour la synthèse de modèle multi-corps en description articulaire, apte à prendre en compte les liaisons cinématiques classiques et à en définir de nouvelles plus avancées, à offrir des possibilités de réduction symbolique au nombre minimal d'équation (équivalent à la projection sur les degrés de liberté du système) et à répondre à un certain nombre de contrainte d'implémentations logicielles pour garantir une application industrielle pérenne.

#### 5.2 Modèle de châssis avancé

Nous présentons dans cette section un modèle de châssis assez simple pour privilégier la clarté de présentation et le lien avec le chapitre suivant. Une présentation exhaustive de ce modèle est proposée dans [Lagnier 2014], comportant les détails de modélisation, implémentation logiciel avec contraintes industrielles et validation. Un modèle à 8 degrés de liberté est proposé en Figure 5-1.

Ce modèle représente un quart de véhicule avec masses suspendue et non suspendue, en translation x, y, z dans le référentiel galiléen (pas de rotations). A travers ce multi-bond bond graph sont introduits plusieurs éléments de modélisation prédominants, comme les contraintes mécaniques (élément I en causalité dérivée, conduisant à des boucles causales d'ordre zéro de classe 1 dans ce cas [Van Dijk 1994]), les degrés articulaires



## Ecole Centrale de Lyon - INSA de Lyon – Université Claude Bernard Lyon 1 Laboratoire Ampère

#### Unité Mixte de Recherche du CNRS - UMR 5005

(débattement de suspension z<sub>rel</sub>), les cinématiques des trains (le MTF non carré en effort étant donc l'effet Broulhiet introduit précédemment), le rappel gravitaire de direction (à travers une boucle de causalité dont la résolubilité ne pose pas de problèmes ici) et un certain nombre de stockages en causalité intégrale (les ddl du système). Le modèle est implémenté dans un logiciel de simulation puis validé analytiquement à travers un certain nombre d'étapes (analyse temporelle, fréquentiel (Figure 5-2), application des règles de Mason, conservation de l'énergie cinétique,...).



Figure 5-1 : Modèle direct quart de véhicule avec cinématique des trains et rappel gravitaire de direction.



Figure 5-2 : Exemple de validation unitaire par analyse linéaire.

## 5.3 Topologies de modèle proposées dans cette étude

Le modèle de la Figure 5-1 permet de mettre en place des éléments importants de la modélisation finale visée. Le modèle communément appelé « 15ddl » a été formalisé en bond graph (voir Annexe, *chapitre 15*) et implémenté sous le logiciel de simulation Amesim (voir annexe, *chapitre 16*). La structure de modèle nous a également permis des niveaux de complexité plus élevés, introduisant notamment les torsions et flexion châssis ou la modélisation d'une remorque (voir annexe, *chapitre 16*). *Nous occultons volontairement de* 



la présentation la modélisation du pneumatique faute de place. Seule la cinématique du pneumatique est considérée dans les bond graphs en annexe (chapitre 15).

#### 5.4 Validation

Plusieurs campagnes de validation sur pistes (comparaison essais / simulations) ont été réalisées pour valider l'approche complète i.e. {véhicule complet et sous-systèmes} avec notamment PSA [Parmentier 2008], [Parmentier 2009], RENAULT [Lagnier 2009], SUZUKI [Lagnier 2010], ChangAn [Cao et al. 2012].

#### 5.5 Conclusion

Ce chapitre nous a permis de développer un certain nombre de modèle représentatifs des besoins en conception fonctionnelle châssis et liaison au sol et valider leur implémentation. La structure bond graph nous a permis de faire évoluer la complexité des modèles en gardant tout le bénéfice des structures plus simples mise en place.

#### 6. CONTRIBUTION A LA CONCEPTION CHASSIS PAR APPROCHE INVERSE

#### 6.1 Introduction

La démarche de conception par modèle inverse a été présentée et placée dans le cycle de développement châssis et liaison au sol (Chapitres 3 et 4). Nous avons également proposé un référentiel de modèle véhicule validé utilisant le formalisme bond graph (Chapitre 5). Nous avons également montré que le niveau d'adéquation des modèles avec le cycle de développement entraîne que la complexité de modélisation des modèles inverses est la même que celle des modèles directs.

#### 6.2 Modèle de châssis avancé

Nous présentons dans cette section un modèle de châssis assez simple dont la topologie est identique à celui du modèle direct de la section 5.2. Une présentation exhaustive de ce modèle est proposée dans [Lagnier 2014], comportant les détails de modélisation, implémentation logiciel avec contraintes industrielles et validations.

Le modèle inverse de châssis est proposé en Figure 6-1. Rappelons que sa topologie a été choisie d'une part pour le niveau de complexité nécessaire qu'il représente mais également parce qu'il inclue un certain nombre d'élément de modélisation auquel une certaine attention doit être portée (boucle d'ordre zéro, exclue de l'étude originelle de [Fotsu Ngwompo 1997], *cf. Chapitre 3 p 85*, ou encore des tables de cinématique des trains, exclues de l'étude de [Mechin 2003], *cf. Chapitre 3 p 69*). Notons qu'il n'y a cependant pas de champ I ou C dans ce cas de figure (ce cas devra être traité).



#### Ecole Centrale de Lyon - INSA de Lyon – Université Claude Bernard Lyon 1 Laboratoire Ampère

Unité Mixte de Recherche du CNRS - UMR 5005



Figure 6-1 : Modèle inverse d'ordre minimal

Le chemin E/S sortie passe explicitement par les liaisons cinématiques des trains (en l'occurrence, l'entrée est la force pneu sur Fx, la sortie le couple volant sur l'élément C de colonne). Le chemin causal E/S d'ordre minimal est de 2 (i.e. deux stockage en causalité intégrale), ce qui conduit à un degré relatif de 2 et un modèle d'état inverse d'ordre 6 (=8-2). La mise en place du système d'équations est relativement simple et n'a pas posé de problèmes particuliers y compris pour les deux points de vigilance énoncés précédemment (*cela sera détaillé plus rigoureusement*). Une implémentation sur un logiciel de simulation est réalisée ainsi qu'une validation analytique (par les mêmes principes que pour le modèle direct [Lagnier 2014]). Nous présentons ici deux étapes de validation par la règle de Mason (Figure 6-2) et par une approche de type commande en boucle ouverte du modèle direct (Figure 6-3). Pour le premier cas, notons qu'une nouvelle boucle causale empruntant le chemin bicausal apparaît.



Figure 6-2 : Validation unitaire du modèle inverse par application de la règle de Mason



Ecole Centrale de Lyon - INSA de Lyon - Université Claude Bernard Lyon 1

## Laboratoire Ampère

Unité Mixte de Recherche du CNRS - UMR 5005



Figure 6-3 : Validation du modèle inverse par commande en boucle ouverte

Le cas de validation temporelle type commande en boucle ouverte (Figure 6-3) est le plus dimensionnant. Le paramétrage introduit permet la validation de la matrice de masse ainsi que tous les effets gyroscopiques généralisés :

- Tous les éléments I du modèle sont associés à des éléments C (aucun modes nuls – dit de « corps solide »), toutes les contributions dynamiques sont vérifiées)
- La matrice de masse est entièrement couplée (tous les termes extra-diagonaux sont non nuls) ainsi que tous les termes gyroscopiques faisant intervenir les dérivées des MTF (dérivées secondes des tables de cinématique des trains)

Un point non détaillé dans ce document. Il existe des structures singulières de modèle qui peuvent accroitre le degré relatif d'une sortie [Fotsu Ngwompo 1997]. Des travaux ont été réalisés en ce sens pour définir la notion d'ordre essentialité d'une sortie [Jardin 2010] [El Feki 2011], soit donc l'ordre de dérivation effectif d'une sortie (le degré relatif de [Silverman 1969] étant seulement une borne minimal de l'ordre de dérivation). Dans l'exemple de la Figure 6-1, l'ordre d'essentialité est égal au degré relatif.

## 6.3 Topologies de modèle proposées dans cette étude

Comme explicité en introduction de cette section, la topologie des modèles qui seront développés sera sensiblement identique à celle des modèles directes. Cet aspect sera consolidé par la sélection d'un certain nombre d'applications industrielles (voir Annexes, *chapitre 17*).

## 6.4 Conclusion

Un certain nombre d'aspect de la modélisation inverse ont été approchés par les exemples simples que nous avons produits dans cette section. Comme évoqué en conclusion de la partie bibliographique sur l'approche inverse (section 4.5), un grand nombre de concept reste à appréhender pour cette étude voire à préciser ou à faire évoluer pour une application au cas multi-bond graph avec champ et boucles causales (dont probablement certain d'ordre 5 dans la classification de [Van Dijk 1994]). Nous



envisageons également des cas non linéaires (idéaux), pour lesquelles d'autres approches d'analyse structurelle comme les 2-3 bond graph [Furic 2012] pourraient être rapprochées des méthodologies d'AMPERE. *A ce stade de l'étude, cette partie n'a pas encore été traitée.* 

A ce stade de l'étude, différents verrous scientifiques sont prévisibles. Le traitement des multi-bonds et des champs pourra s'approcher initialement par simple décomposition en single bond au préalable. Cela nous permettra d'avoir un référentiel rigoureux pour appliquer par la suite les propriétés intrinsèques des multi-bonds et des champs. Concernant (certaines) boucles causales, nous pouvons penser aux manipulations classiques sur le transfert des éléments de stockage pour les éliminer (« Hyugens généralisé » pour les éléments I, ce qui change toutefois l'aspect graphique important de localisation des contraintes cinématiques). Enfin, concernant la prise en compte de phénomènes idéaux, une rapide analyse (non exhaustive à ce stade) montre que ces cas sont souvent traités par différentes structures topologiques de modèles, avec passage de l'une à l'autre suivant l'état dans lequel se trouve le système i.e. dans un jeu ou bien en butée par exemple. Nous envisageons de contourner cette limitation en utilisant des outils mathématiques tels que les réels non standards (ou « hyper réels »). Cette approche permet notamment une densification de l'espace des réels « classiques », dans laquelle toute représentation discontinue (pente infinie d'un frottement sec par exemple) possède une projection continue dans ce nouvel espace, conservant l'ensemble des manipulations mathématiques « usuelles » des réels (Travaux en cours de S. Furic, projet MODRIO).



#### **CONCLUSIONS ET PERSPECTIVES**

Nous avons présenté l'état d'avancement de notre étude (juin 2014), comprenant une partie réalisée préalablement et valorisée dans le cadre de cette VAE. Nous avons insisté dans ce document sur le positionnement de l'ensemble des modèles directs et inverses, en lien étroit avec les cycles de conceptions dans le domaine automobile châssis et liaison au sol. Ce positionnement permet une analyse du besoin rigoureuse qui conduit à définir une topologie de modèle spécifique (classe des modèles fonctionnels pour les applications châssis) et une complexité « juste nécessaire ».

Nous avons montré l'intérêt de notre démarche utilisant le formalisme bond graph pour la modélisation des mécanismes multi-corps à définition articulaires. Il permet d'atteindre (voire dépasser) le niveau de modèle fonctionnel usuel, tout en conservant la maîtrise structurelle et équationnelle des modèles (impossible par la génération de code usuelle des logiciels multi-corps avec manipulation symboliques). Ce point est fondamental scientifiquement pour la compréhension des phénomènes : la structure visée offre la possibilité de découpler les différents phénomènes énergétiques fondamentaux influençant la dynamique du véhicule : effets quasi-statiques (effets Broulhiet, *jacking effect*, centre de roulis), efforts internes de liaison du mécanisme des trains engendrant la déformation des trains sous efforts et effets dynamiques (effets gyroscopiques généralisés des masses non suspendues). D'autres critères important bénéficient de la structuration apportée par le bond graph, notamment en termes d'implémentations logicielles et de pérennités des outils (modularité, maintenance, évolutivité, performance calculatoires).

L'ouverture que propose l'approche inverse offre de nouvelles perspectives dans la conception fonctionnelle. Nos travaux devraient conduire à une validation et un enrichissement de la méthodologie en la déclinant sur des modèles de mécanisme multicorps avec prise en compte de contraintes cinématiques, champs (I, R, C) et d'éléments de stockage (I, C) et de dissipation (R) idéaux. Nous visons plusieurs cas d'applications concrets comme le dimensionnement de moteur électrique pour les systèmes de *Park Assist*, des modèles de direction assisté pour des applications d'immersion dans les simulateurs de conduite ou encore des modèles de véhicule simplifié comme base de structure de commande à modèle inverse (conducteur autonome).



# 8. BIBLIOGRAPHIE PERSONNELLE

#### 8.1 Congrès

Parmentier, B., Monnerie, F., Alirand, M., Lagnier, J. A New Library for Vehicle Dynamics Functional Simulation. Vehicle Dynamics Expo, Detroit, USA, Année 2008.

Parmentier, B., Monnerie, F., Alirand, M., Lagnier, J. Vehicle functional design – from PSA in-house software to Imagine.Lab AMESim standard library with increased modularity Vehicle Dynamics Expo, Stuttgart, Germany, Année 2009.

Parmentier, B., Monnerie, F., Alirand, M., Lagnier, J. Vehicle functional design: From PSA in-house software to standard product and modularity for chassis subsystems SIA Congress, Lyon, France, Année 2009.

Alirand, M., Neves, W. M., Dragne, F. D., Lagnier, J. ESC Hydraulic Circuit Modeling and Model Reduction in the Aim of Reaching Real Time Capability, SAE International, Sao Paulo, Brazil, Année 2013.

Barale, S., Plisson, A., Alirand, M., Lagnier, J., Guillet, J. Improved functional modeling in comfort analyses for hydraulic suspension testing, Chassis.Tech, 4<sup>th</sup> International Munich Chassis Symposium, Germany, Année 2013.

Barale, S., Plisson, A., Alirand, M., Lagnier, J., Guillet, J. Control Logic Testing for Mechatronic Systems: a Process Based on Model Simplification. *Papier accepté pour publication au congrès* AVEC'14, 12th International Symposium on Advanced Vehicle Control, September 2014.

Barale, S., Plisson, A., Alirand, M., Lagnier, J., Guillet, J. Comfort Analyses of the hydractive suspension using a driving simulator. *Papier accepté pour publication au congrès* DSC Europe 2014, Driving Simulation Conference, Arts et Métiers, ParisTech, Paris, Septembre 2014.

#### 8.2 Rapport d'études

Alirand, M., Lagnier, J. Cahier des spécifications du noyau DV. Rapport Imagine S.A. pour PSA, Année 2005, 177 p.

Lagnier, J., Alirand, M. Formation AMESim, Librairie appliquée à la dynamique du véhicule. Cours de formation Imagine S.A. pour PSA, Année 2007, 323 p.

Alirand, M., Lagnier, J. Protocole de Tests et Comparatifs de MADA avec la librairie Dynamique Véhicule d'AMESim. Rapport d'étude Interne LMS Imagine S.A. pour RENAULT, Année 2008, 113 p.

Lagnier, J. Portage des Modèles PSA SMASHCar sous AMESim Rev7A SP2, quantification des différences entre SMASH Car et la librairie AMESim Dynamique Véhicule. Rapport d'étude interne LMS Imagine S.A. pour PSA. Année 2009, 192 p.

Lagnier, J. Vehicle Dynamics Analyses on Kinematics & Compliance Bench and On road Test Chassis Modeling in AMESim with coupling with EPS and ESP controllers in Simulink. Rapport interne LMS Imagine S.A. pour SUZUKI (JP) (Automobile Chassis Design Dept.), Année 2010, 129 p.



Lagnier, J. Alirand, M. Using AMESim Platform for Driving Dynamics, Chassis and Subsystem design. RENAULT / LMS Workshop. Support de formation LMS Imagine S.A. pour RENAULT, Année 2011.

## 8.3 Tutorat Stage de fin d'études

Ganier, C. *Modèles de véhicule simplifiés pour la librairie Dynamique du Véhicule d'AMESim*. Rapport de stage de fin d'étude. ENSIL Limoges (Spécialité Mécatronique). Année 2008.

Bouzard, G. Analyse comparative de solutions véhicule hybride, avec prise en compte du comportement dynamique du véhicule. Rapport de stage de fin d'étude. ENSIETA (ENSTA Bretagne). Année 2010.

Assumel-Lurdin, A. Utilisation de la librairie Dynamique Véhicule d'AMESim pour la validation de véhicules dans un contexte de tests d'assistant à la conduite. Rapport de stage de fin d'étude. ENSIETA (ENSTA Bretagne). Année 2011.

Deschaux, N. *Développement de méthodologies et d'outils pour le test automatique du comportement dynamique des véhicules automobile*. Rapport de stage de fin d'études. INSA Lyon, Année 2012.

#### 8.4 Synthèse de la thèse en cours

Lagnier, J. Avancement des travaux [Thèse JLR] – Avril 2014 Modélisation et implémentation. Support de Présentation, Avril 2014, 68 p.

Lagnier, J. Avancement de l'étude sur les modèles inverses [Thèse JLR]. Contexte, Modélisation et implémentation. Application à la modélisation châssis – Avril 2014. Support de Présentation pour PSA, Juin 2014, 76 p.

## 9. BIBLIOGRAPHIE

#### 9.1 Mécanique Générale

Brossard, J.P. Mécanique Générale. Réédition avril 1994. INSA Lyon, 16 volumes.

Granjon, L. Mécanique des solides. Support de cours ESISAR-INPG, Année 2000, 74 p. Olsson, H., Astrom K.J., Canudas de Wit, C., Gafvert, M., Lischinsky, P. Friction Models and Friction Compensation. Article GIPSA-Lab Grenoble. Année 1997

#### 9.2 Dynamique du véhicule

Arnoux, E. Transport Terrestre, Dynamique Automobile. Cours Ecole Centrale / RENAULT, Année 2007, 95 p.

Brossard, J.P. Dynamique du véhicule, Modélisation des systèmes complexes. PPUR, Année 2006, 714 p.

Brossard, J.P. Dynamique du freinage. PPUR, Année 2009, 269 p.

Broulhiet, G. La suspension de la voiture automobile, SHIMMY et Dandinement. Société des Ingénieurs Civils de France, Bulletin 78, Année 1925.

Dixon, J.C. Tires, Suspension and Handling, Second Edition. Année 1996, 621 p.



Dugoff, H., Fancher, P.S., Segel L. An analysis of Tire Traction Properties and Their Influence on Vehicle Dynamics Performance. 1970, SAE Paper Number: 700377, DOI: 10.4271/700377, Année 1970.

Fiala, E., Seitenkrafte am Rollenden Luftreifen, Zeitschrift V.D.I. vol.96, No 29, Année 1954.

Gillespie, T.D. Fundamentals of Vehicle Dynamics. Année 1992, 470 p.

Halconruy, T. Les liaisons au sol. Editions ETAI, Année 1995, 200 p.

Halconruy, T. Les essieux multibras. Note technique, Activa Club de France Année (?)

Milliken, W.F., Milliken, D.L. Race Car Vehicle Dynamics. Année 1995, 893 p.

Pacejka, H. B. Tire And Vehicle Dynamics. SAE Editions, Année 2002, 627 p.

Parmentier, B. Principales influences en dynamique route. Note interne PSA pour Imagine. Année 2007.

Simon, J., Candau, P. Dynamique du véhicule, Comportement : Régime établi en virage. Support de cours RENAULT, Année 2000.

Zin, A. Sur la commande robuste de suspensions automobiles en vue du contrôle global de châssis. Thèse, INPG, Grenoble, Année 2005, 132 p.

ISO 8855:1991, Véhicules routiers -- Dynamique des véhicules et tenue de route - Vocabulaire. Première édition 1991 - 12 - 15. *(Edition révisée en 2011 i.e. ISO 8855:2011)*.

NHTSA / U.S. Department of Transportation. Laboratory Test Procedure For FMVSS 126, Electronic Stability Control Systems, Année 2007.

#### 9.3 Simulation numérique

Alirand, M. Prototypage d'un protocole de tests et élaboration d'un programme de véhicule complet. Rapport d'étude Imagine S.A. pour le GIE SARA, 1993, 52 p.

Alirand, M. Analyse du rôle de l'outil multicorps dans le développement de modèles de véhicules. Rapport d'étude Imagine S.A. pour PSA, Année 1995, 23 p.

Alirand, M. Evaluation des logiciels multicorps symboliques Mesa Verde et James. Rapport d'études Imagine S.A. pour PSA, Année 1997, 139 p.

Alirand, M. Développement d'une bibliothèque AMESim de composants relatifs aux chaînes de transmissions automobiles. Rapport d'étude Imagine S.A. pour RENAULT, Année 1998, 92 p.

Alirand, M., Wintrebert, E. Etude du couplage de la mécanique d'un train de suspension avec l'hydraulique de la direction assistée : faisabilité sur prototype numérique. Journée d'études SIA, « Fluid Power Control et les transports », Roanne, France, 4 et 5 mai 1999.

Alirand, M., Lebrun, M., William, C. Front Wheel Vibrations: A Hydraulic Point of View – Models and First Results. SAE Technical paper Series 2001-01-0490, World Congress, Detroit, Michigan, Année 2001.

Arnoux, E. Modèle simplifié de véhicule, à quatre roues « Model 4 ». Rapport interne RENAULT, Année 2008, 51 p.

Arnoux, E., Comet, V., Vincent, R. Aide au paramétrage de MADA. Rapport interne RENAULT, Année 2007.



Belton, C., Bennett, P., Burchill, P., Copp, D., Darnton, N., Butts, K., Che, J., Hieb, B., Jennings, M. Mortimer, T. A vehicle Model Architecture for Vehicle System Control Design. SAE Paper 2003-01-0092, Année 2003.

Cao, M., Yang, C. Study on Vehicle Modeling and Steering Performance. Proceedings of the FISITA 2012 World Automotive Congress. Vol 7, Année 2012, pp 177-187.

Fayet, M., Lonjou, Ph., Marquis-Favre, W., Pfister, F. Théorie et pratique des logiciels de simulation des mécanismes. Cours CIDL INSA Lyon, Année 2002-2003, 184 p.

Fang, Z., Alirand, M., André, S., Denoual, T., Kemeny, A., Reymond, G., Jansson, A. Multiobjective analyses on a driving simulator applied to an electric vehicle: vehicle stability, handling and drivability. SIA, 16eme congress international Dynamique du Véhicule, Mulhouse, France; Année 2011.

Ganier, C. Industrialisation de modèle RENAULT de dynamique véhicule (Model4) et des fonctionnalités confort de DYVA. Intégration à la filière de données RENAULT. Rapport interne LMS Imagine S.A. pour RENAULT, Année 2009, 39 p.

GIE SARA, ARHMM Project. ARHMM range, Module Specification Dossier : Physical and Numerical Specification of [Chassis + axles] for ARHMM\_V1, EM/9714/MD-SP V1.0, Année 1997, 70 p.

Marquis-Favre, W.; Bideaux, E., Scavarda, S. A planar mechanical library in the AMESim simulation software. Part I: Formulation of dynamics equations, Simulation Modelling Practive and Theory 14 – Elsevier, Année 2006.

Plisson, A. *Elaboration d'un plan de validation de modèles multicorps pour la dynamique du véhicule*. Rapport de stage de fin d'études, Master 2 DSME, Université de Versailles (tuteur : Parmentier, B.), Année 2005.

Hayat, O. *Contribution à l'évaluation de la prestation agrément de conduite liée au comportement du groupe motopropulseur d'un véhicule automobile*. Thèse, Université Lyon 1 Claude Bernard, Lyon, Année 2002.

Rauh, J. Virtual Development of Ride and Handling Characteristics for Advanced Passenger Cars. Vehicle System Dynamics, Vol. 40, Nos 1-3, pp 135-155, Année 2003.

Rosenthal, D. Order N Formulation for Equations of Motion of Multibody Systems. SDIO/NASA Workshop on Multibody Simulations, Année 1987.

Brillet, J. MAPLE 9.5 Manual. Observatoire de Bordeaux, (consulté le 07/03/2014)

http://www.celia.u-bordeaux1.fr/~eric/anonymous/impression/Manuel MAPLE 9.5.pdf

SD/FAST Software. User's manual, Version B.2., Année 1994.

VI grade Software. VI-Road 11.2 Documentation, Année 2008

Ve-DYNA 3.7 Software. Advanced Axles Reference Manual, Année 2003.

IPG/Carmaker. IPG-Driver User Manual v6.0, Année 2008.

MSC CarSim. User Manual, Année 2009.

dSPACE / ASM. Automotive Simulation Model Catalog, Année 2006.

Modelon AB / Dymola. Vehicle Dynamics Library (VDL), Année 2010.

# 9.4 Bond Graph

Bos, A. M. Modelling Multibody Systems in terms of multibond graphs. Année 1986, 225 p.



N°1, pp 269-274.

Breedveld, P., Hogan, N. Multibond-graph representation of Lagrangian Mechanics : The elimination of the Euler Junction Structure. MathMod Symposium, Année 1994, pp 24-28.

Dauphin-Tanguy, G. Les bond Graphs. Editions Hermes Science Publications, Année 2000, 385 p.

El Feki, M. Analyse et synthèse de tolérance pour la conception et le dimensionnement des systèmes mécatroniques. Thèse INSA Lyon, Année 2011, 299 p.

Favre, W. Contribution à la représentation Bond Graph des systèmes mécaniques multicorps. Thèse, INSA Lyon, Année 1997, 352 p.

Fotsu Ngwompo, R. Contribution au dimensionnement des systèmes sur des critères dynamiques et énergétiques. Approche par Bond Graph. Thèse INSA Lyon, Année 1997, 183 p.

Furic, S. Connection Semantics. Overview of some classical approaches & proposal for a novel one. Internal presentation LMS Imagine. Année 2013.

Gawthrop, P. Smith, L. Metamodelling : Bond Graphs and dynamic systems. Prentice Hamm Edition. Année 1995, 317 p.

Jardin, A. Contribution à une méthodologie de dimensionnement des systèmes mécatroniques : Analyse Structurelle et couplage à l'optimisation dynamique. Thèse INSA Lyon, Année 2010, 391 p.

Karnopp, D. Bond Graphs For Vehicle Dynamics. Vehicle System Dynamics 5, Année 1976, pp 171-184.

Karnopp, D. C., Margolis, D. L., Rosenberg, R. C. System Dynamics, A Unified Approach. Second Edition. Wiley-Interscience publication. Année 1990, 514 p.

Lebrun, M. Cours de Bond Graph Interne Imagine S.A. Année 2004.

Lusseau, E. Développement d'éléments modulaires pour la construction de véhicules deux roues, voitures, camions, blindés pour l'approche Dynamique Véhicule d'AMESim. Rapport de stage de fin d'étude. SUPMECA Paris. Année 2010.

Margolis, D.L. Bond Graphs as a simulation modelling formalism. Vehicle System Dynamics, 16:233-262. Année 1987, pp 233-262.

Marquis-Favre, W., Bideaux, E., Scavarda, S. Cohérence sur le signe du déplacement généralisé dans la représentation Bond Graph des ressorts. In CIFA'00 Conférence Internationale Francophone d'Automatique, pages 742–747, Lille, France, Année 2000.

Marquis-Favre, W., Jardin, A. Bond Graph pour la conception de systèmes mécatroniques. Technique de l'ingénieur, Référence D3065, Année 2011.

Marquis-Favre, W., Bideaux, E., Mechin, O., Scavarda, S., Guillemard, F., Ebalard, M. Mechatronic bond graph modelling of an automotive vehicle. Mathematical and Computer Modelling of Dynamical Systems. Vol. 12, N° 2-3, April-June 2006, pp 189 – 202.

Mechin, O. *Conception des systèmes de la liaison au sol : Contribution à la définition du cahier des charges*. Thèse INSA Lyon, Année 2003, 174 p.

Pacejka, H. B. Modelling complex vehicle systems using bond graphs," Journal of the Franklin Institute, vol. 319, no. 1, pp. 67–81, 1985.

http://bondgraph.org/



#### 9.5 Divers

L'Usine Nouvelle. Un grand simulateur national pour l'automobile. L'Usine Nouvelle n° 2493, Année 1995.

http://www.usinenouvelle.com/article/rechercheun-grand-simulateur-national-pour-lautomobiledestine-a-aider-les-constructeurs-de-l-automobile-dans-la-mise-au-point-devehicules-et-a-ameliorer-la-securite-sur-route-un-simulateur-de-condui.N74909

Reymond, G., Heidet, A., Canry, M., Kemeny, A. Validation of Renault's dynamic simulator for Adaptive Cruise Control experiments. DSC2000 Driving Simulation Conference, Paris, France, Année 2000. <u>http://www.experts.renault.com/dsc2000/papers/dyn-sim-acce.pdf</u>

## 9.6 Bibliographie sélectionnée (à lire)

Acary, V. Méthodes Numériques pour la simulation des systèmes multi-corps en présence de contact, de frottement et d'impacts. JNRR'09 7ème Journées Nationales de la Recherche en Robotique, Année 2009.

Allen, R.R. Multiport representation of inertia properties of kinematic mechanisms. Journal of the Franklin Institute, vol 308, n°3, Année 1979, pp 235-253.

Amara, M. *Contribution à l'étude des aspects énergétiques en robotique mobile*. Thèse INSA Lyon, Année 1991, 300 p.

Bidard, C. Graphes de liaison torsoriel pour la modélisation et l'analyse ciné-statique des mécanismes. Thèse Université Claude Bernard Lyon I, Année 1994, 229 p.

Breedveld, P. C. Decomposition of multiport elements in a revised multibond graph notation. Journal of the Franklin Institute 0016 0032/84, Année 1984

Breedveld, P. C. Multibond graph elements in physical systems theory. Journal of the Franklin Institute 0016 0032/85, Année 1985

El Feki, M., Di Loreto, M., Bideaux, E., Thomasset, D., Marquis-Favre, W. On the role of essential orders on feedback decoupling and model inversion : bond graph approach. In Proceeding of the 22th European Conference on Modelling and Simulation, Nocosia, Chypre, Année 2008.

El Feki, M., Di loreto, M., Bideaux, E., Thomasset, D., Ngwompo, R. F. Structural properties of inverse models represented by bond graph. In Proceedings of the 17<sup>th</sup> IFAC World Congress, Séoul, Corée, Année 2008.

Furic, S. Model-Oriented Language Prototype. OpenProd Project. Report R5.20. Année 2012.

Poupard, D. La réduction des antagonismes interprestations par la conception et l'adaptation de la liaison au sol. Ingénieurs de l'Automobile, n°774, Année 2004, pp 56-60

Riza Konuk, A. A Planetary Surface Exploring Hopping Robot Model Using Screw Bond Theory. Individual Project Report. University of Twente, Année 2003.

Rahmani, A. Etude structurelle des systèmes linéaires par l'approche bond graph. Thèse de doctorat en science. Université des Sciences et Technologies de Lille, Année 1993, 256 p.

Silverman, L. M. Inversion of multivariable linear systems. IEEE Transactions on Automatic control, June 1969, Vol. AC-14, N°3, pp 270-276.



Van Dijk, J. On the role of Bond Graph causality in modelling mechatronic systems. PhD Thesis, University of Twente Enschede, Netherlands, Année 1994.

#### 10. ANNEXES #1 : NIVEAU DE REPRESENTATIVITE DES MODELES FONCTIONNELS PAR APPLICATION CHASSIS

Cette section propose deux figures classant les applications châssis par plage de fréquences usuellement rencontrées et l'adéquation de la modélisation fonctionnelle (voire organique)



Figure 10-1 : Utilisation envisageable des approches fonctionnelles par application châssis suivant les plages de fréquence mises en jeu (1/2)



Figure 10-2 : Utilisation envisageable des approches fonctionnelles par application châssis suivant les plages de fréquence mises en jeu (2/2)

# **11. ANNEXES #2 : PARAMETRES INFLUENTS EN DYNAMIQUE ROUTE**

Cette présentation est basée sur les synthèses de [Parmentier 2007] et [Arnoux 2007], repris dans [Lagnier 2007]. Nous rappellerons ici les principaux éléments influant la dynamique route (*liste évidement non exhaustive*) :

#### 1. Equilibre du véhicule en virage stationnaire

L'équilibre en virage concerne la facilité à conduire, le confort, la commandabilité et la stabilité. Les principaux concepts et paramètres influents sont les suivants :

## a. Taux de surbraquage

La définition « mathématique » est la suivante :  $T_{SB}$ =dA<sub>SB</sub>/da<sub>y</sub> (taux de surbraquage, angle de surbraquage, accélération latérale). Il peut être globalement vu comme une différence de dérive entre train avant et train arrière par rapport au véhicule « neutre » d'Ackermann (véhicule à roue rigide). Les effets présentés ci-dessous influence directement le taux de surbraquage du véhicule. Ils sont linéaires et apparaissent déjà à faible report de charge. Ils sont descriptibles et influents même dans l'hypothèse de charges verticales équivalentes à la roue intérieure et la roue extérieure d'un même essieu. Considérant les angles de dérives des pneus similaires à l'essieu et donc une charge identique, la « somme des efforts peut s'écrire comme le double de l'effort d'un pneu moyen » (hypothèse « bicycle » classique, i.e. modèle véhicule le plus employé dans la littérature, y compris dans les lois de contrôle châssis industrielles comme l'ESP ou les conducteurs autonomes). Tous les effets linéaires présentés sont additifs :



- i. Effet pneu : Rigidité de dérive, influençant directement la dérive du train.
- ii. Effet de déformation des trains sous efforts (« élasto-cinématique des trains ») : Ce phénomène peut se comprendre sur les modèles simples comme une rigidité associée en série à la rigidité de dérive (on considère alors ici principalement la prise de pince sous effort latéral, effet prédominant de l'élasticité des trains sur le virage établi).
- iii. Effet de la souplesse de la colonne de direction : Cet effet peut être vu comme faisant partie de la déformation sous effort d'un train directeur par l'effet du déport de chasse qui remonte l'effort latéral et « tord » la colonne de direction. Ceci influence donc le taux de dérive du train avant et ainsi le taux de surbraquage.
- iv. Effet des épures de suspension (« cinématique des trains »). Le roulis pris par la caisse sous accélération latérale entraîne un débattement des suspensions. Les épures (que nous pouvons simplifier ici aux « microbraquages induits par le roulis » [Brossard 2006]) vont influencer le pincement et l'ouverture des trains lors du virage, soit donc des « débraquages » ou des « braquages supplémentaires », augmentant ou diminuant le taux de dérive du train)
- v. Effet pince initiale : On utilise linéairement (pour des faibles Ay) le report de charge. L'effet de la charge verticale d'un pneumatique influence à l'ordre 1 sa rigidité de dérive. Lors du virage, les pneus extérieurs sont plus chargés que les pneus intérieurs : un réglage de la pince initiale (pincement statique) entraîne une modification de l'effort latéral total généré par le train et influence ainsi sa dérive et son taux de surbraquage.

Nous omettons volontairement de discuter ici des effets non linéaires associés au report de charge (et faisant apparaître entre autre raideur suspension, hauteur de centre de gravité, centre de roulis, raideur anti-roulis). Nous ne parlerons pas non plus des effets de saturation des pneumatiques en charge et en dérive (les pneus saturant d'abord en charge, puis en dérive).

## b. Taux de roulis

Cet effet est lié directement à la hauteur du centre de gravité de la caisse par rapport au centre de roulis (plus exactement à l'axe de roulis liant les centre avant et arrière) ainsi qu'à la raideur anti-roulis du véhicule (cette derrière étant définie d'une part par la raideur de BAD (barre anti-devers) et les raideurs de suspension en pompage. Notons que le report de charge créé par effet Broulhiet (directement impliqué dans la définition de la hauteur de centre de roulis) est immédiat (pouvant être vu comme nous le verrons plus tard à un MTF généralisé en Bond Graph), alors que celui généré par les raideurs est proportionnel à l'angle de roulis (et lié à une dynamique de mise en mouvement).

## c. Répartition de report de charge (avant/arrière)

La répartition de report de charge doit permettre de garder les quatre roues au sol le plus souvent possible (!) et à tous les cas de charge rencontrés dans les situations de vie du véhicule. Le but est d'avoir une répartition homogène



avant/arrière, pour que la saturation en charge des pneus ne se produise pas plus vite sur un essieu que sur l'autre.

2. <u>Mise en virage (transitoire de virage)</u>

La mise en virage est conditionnée par des effets simples (et que le niveau de modèle « bicycle » ou « Lacet/Dérive » [Brossard 2006] peut représenter) :

- a. Inertie de Lacet
- b. **Rigidité de dérive** (au sens large i.e. pneu et train)
- c. Empattement du véhicule : L'amortissement du mode de lacet est proportionnel à (D<sub>1</sub>.a<sub>1</sub><sup>2</sup>+D<sub>2</sub>.a<sub>2</sub><sup>2</sup>)/lzz (avec D<sub>i</sub>, rigidité de dérive globale, a<sub>i</sub>, empattement avant et arrière et lzz, inertie de lacet).
- d. **Cinématique des trains** : intérêt des épures sous vireuses pour « s'engager vivement » dans le virage (peu de roulis, donc peu d'effet d'épure donc peu de dérive initiale) puis assurer la stabilité lors du « débraquage dû au roulis »
- e. Le report de charge combiné aux pinces initiales : le report de charge par effet Broulhiet étant immédiat, on peut l'utiliser par exemple pour augmenter la rigidité de dérive équivalente au train par la pince (ou encore saturer un train en dérive plus vite que l'autre).
- 3. <u>Stabilité au freinage</u>

Lors d'un freinage, le report de charge avant/arrière fait augmenter la rigidité de dérive avant et diminuer la rigidité de dérive arrière. Le taux de surbraquage (qui n'a pas vraiment d'existence dans le cas de la ligne droite) diminue donc. Lorsque le taux de surbraquage devient négatif (cas général des véhicule survireurs), on montre qu'il existe une vitesse critique au-delà de laquelle le véhicule est instable en lacet i.e. le tête-à-queue est inévitable même en ligne droite (si on reste de manière prolongé au-dessus de cette vitesse).



# 12. ANNEXES #3: NOTES PERSONNELLES SUR ARTICLE PACEJKA (1986)

#### 12.1 Thématique / Sujet

Titre : « Pacejka - 1986 - Modelling complex vehicle systems using bond graphs - JFI - pp 67-81 ».

#### ABSTRACT

In modelling dynamic vehicle systems the bond graph technique appears to be a powerful tool. The method is illustrated through applications in the development of symmetrical (vertical, pitch, longitudinal), anti-symmetrical (lateral, yaw) and combined 3-dimensional motion models of a motor vehicle. Also, the articulated vehicle has been considered. In the models the tyre plays an important role. Special attention has been paid to bond graph modelling of the tyre as a vehicle component.

Cet article propose un très grand nombre de modèles d'une complexité de modélisation croissante :

- 1. Quart de véhicule vertical très classique (vu dans toutes les formations BG)
- 2. Véhicule 2D longi (cf papier Willy dans les TI qui a repris ce modèle)
- 3. Véhicule 2D longi avec souplesse longi/verticale (i.e. modèle TR)
- 4. Modèle de pneu en longi pour du régime transitoire (avec déformation ceinture longi)
- 5. Modèle de pneu en longi en stationnaire
- 6. Modèle Bicycle 3 DOF (identique Brossard, mais ici on considère une source d'effort sur X et non le flux de vitesse imposé)
- 7. Modèle Bicycle avec remorque. Intéressant et assez simple à comprendre. La liaison avec attache remorque est faite avec des éléments C pour éviter les contraintes cinématiques.
- 8. Modèle pneu couplé XY\_Mz : Modèle très intéressant avec introduction d'un champ R pour le pneu avec les 5 coeff importants (hors résistance au roulement).
- 9. Modèle pneu latéral pur (proche Rocard).
- 10. Modèle Corps 3D dans l'espace. Résolution des équations de Newton Euler dans le repère du solide (cf article Karnopp 1976).
- 11. Modèle BG de changement de base 3D avec angles d'Euler en décomposition Lacet/Tangage/Roulis.
- 12. Modèle de connexion cinématique 3D entre châssis et essieu (simple).
- 13. Modèle complet d'essieu (avec correction cinématique), pneu, chaîne de traction avec moteur suspendu et renvoi des couples moteur et freineur sur caisse et MNS)
- 14. Modèle de direction assistée et connexion à la roue.



#### 12.2 Notes personnelles

Points très intéressants de cet article

 Discussion sur le bras de levier de remontée des efforts au centre roue (et ici, il est mentionné que le R<sub>stat</sub> (rayon statique sous charge) est le bon rapport de TF pour la conservation d'énergie... mais au final on continue à utiliser R<sub>e</sub> (rayon effectif de roulement) pour le calcul du pseudo glissement dans les modèles standards Pacejka...)



(Aide en ligne Amesim DV)

Modèle Pneu longitudinal en transitoire très clair. Remarque intéressante sur la considération du R de carcasse en causalité conductance (fournit un flux) pour conserver une loi de frottement « classique » dans l'air de contact F=f(v<sub>rel</sub>)



Mise en place du Bond Graph du bicycle 3 DOF. Très intéressant de retrouver la résolution des équations de Newton Euler en repère non galiléen (i.e. repère caisse, qui est en fait la même chose que le repère lacet ici). On note que les petits angles de dérives et de braquage (hypothèse) nous conduisent à considérer que R1 = Rw (repère Pacejka ou également braqué non carrossé) pour la mise en place du calcul de l'effort de dérive.



Ecole Centrale de Lyon - INSA de Lyon – Université Claude Bernard Lyon 1 Laboratoire Ampère

Unité Mixte de Recherche du CNRS - UMR 5005



• Le modèle « Tyre Out of Plane » décliné en BG permet de bien comprendre l'introduction du champ R pour la modélisation des éléments prédominants du pneu et leur connexion énergétique :



(on rappelle ici un élément evident qu'il faut garder à l'esprit : en dérive, l'élément R correspondant est un C/u, i.e. une rigidité de dérive divisée par une vitesse d'avance, de sorte que plus la vitesse est grande, plus l'élément R Bond Graph associé diminue)

 Le modèle pure latéral est également intéressant. Il se rapproche du modèle de Rocard exposé dans le livre de JP Brossard (avec les mêmes quantités introduites comme la chasse pneu). On note que dans le cas précis de ce modèle, l'introduction d'une raideur carcasse sans R (type conductance) inverse la causalité classique de ce modèle (et en plus dans une seule partie du champ R), ce qui peut conduire à des problèmes potentiels d'implémentation dans le cas général... moins dans ce cas où on traite d'éléments linéaires) :



Ecole Centrale de Lyon - INSA de Lyon – Université Claude Bernard Lyon 1 Laboratoire Ampère

Unité Mixte de Recherche du CNRS - UMR 5005



 Le modèle de corps 3D est proposé en BG dans une mise en place très ludique (proposée par Kleywegt en 1983). On peut simplement noter que les produits d'inerties ne sont pas considérés ici, ce qui rend le BG bcp plus simple (pas de champ I)



 Pacejka propose une modélisation du changement de base d'Euler en Lacet/Tangage/Roulis. La mise en place est élégante ici. On comprend bien les 3 changements de base successifs, ainsi que la mise en place du calcul des angles d'Euler (comme « angle intermédiaires de liaison, cf article A.M. BOS ») à partir de la résultante cinématique du solide (vitesse de rotation).





Modèle de connexion cinématique 3D Châssis / Axle. En se plongeant dans ce BG, on remarque que la liaison cinématique considérée est assez simple (glissière verticale entre MS et MNS). En revanche – en considérant le BG suivant de cet article – on remarque que cela constitue la même philosophie d'approche des modèles SARA, ARMHH, SMASH et donc Amesim DV (i.e. passage successif de A1 à A1' puis à A2).



 Modèle complet d'essieu (avec correction cinématique), pneu, chaîne de traction avec moteur suspendu et renvoi des couples moteur et freineur sur caisse et MNS). Ce modèle constitue un des BG clé de cet article qui regroupe énormément d'information sur l'approche de modélisation châssis et également pneumatique. Il peut donner également des informations de mise en place logicielle (découpage par modules). On retrouve une adéquation importante avec ce qui a été fait dans SMASH Car et AMESim DV :





Remarques additionnelles:

- Décomposition d'Euler en steer/caster/king-pin inclination (i.e. ZYX). Différente de celle choisie pour DV. Par contre intéressant car on peut remonter facilement à ces deux angles par ré-identification du changement de base d'Euler en Braquage/Carrossage/Enroulement.
- La partie décomposition et la partie offset statique sont découplée. Cela me paraît un peu périlleux et difficile à mettre en place puisque qu'on doit faire obligatoirement une (re)composition de rotation qui n'apparait explicitement dans le BG.
- On retrouve implicitement les différents repères que Pacejka utilisera ensuite dans ses modèles référents (1989 pour le premier). On retrouve le concept d'enroulement roue/sol pour déterminer le repère braqué/carrossé à partir de l'essieu et de la normale au sol (que Pacejka « coupe » en deux d'ailleurs de manière astucieuse pour définir une « rel. Forward slope » puis une « rel. transverse slope »). Et donc ensuite le carrossage roue/sol à partir de cette deuxième « portion » de route.
- On voit également que le ressort vertical de pneu (le Cz) est bien dans le R<sub>2bis</sub> (braqué carrossé roue/sol).
- Le modèle de pneu est ici simplifié (pas de champ R).
- Tout est présent en termes de suspension moteur sur la caisse et de renvoi d'effort sur la caisse, ainsi que de l'arbre de transmission sur l'essieu (induisant du roulis). Très intéressant.
- Autre point à rediscuter : l'élément R lié au freinage est sur le même lien Bond Graph que la transmission. Ce qui n'est pas propre en terme de réaction (réaction du frein entre MNS et roue (→ok) mais la transmission a une réaction sur la caisse et pas sur la MNS directement (→ nok)).
- Modèle de direction assistée. Mise en place simple et efficace du modèle direction assistée avec l'ensemble de la distribution hydraulique (pont de wheastone)



Fig. 17-Physical model of hydraulic servo system incorporated in front wheel steering system

Fig. 1B Bond graph of system of Fig. 17.



# 13. ANNEXES #4 : IMPLEMENTATION DE MODELES DE PNEUMATIQUES SIMPLIFIES DANS LE LOGICIEL AMESIM



## 13.1 Modèle de Rocard/Brossard [Brossard 2006]



# 13.2 Modèle de Dugoff [Dugoff 1970]



Figure 13-2 : Modèle Dugoff


Unité Mixte de Recherche du CNRS - UMR 5005

### 14. ANNEXES #5 : IMPLEMENTATION DE MODELES DE CHASSIS SIMPLIFIES DANS LE LOGICIEL AMESIM

### 14.1 Modèle Lacet/Dérive [Brossard 2006]



Figure 14-1 : Modèle Lacet/Dérive (linéaire)

## 14.2 Modèle Lacet/Dérive/Roulis [Brossard 2006]



Figure 14-2 : Modèle Lacet/Dérive/Roulis (linéaire)

## 14.3 Modèle Lacet/Dérive/Roulis non linéaire [Brossard 2006]







# 15. ANNEXES #6: MODELES BOND GRAPH DE CHASSIS AVANCES (EXEMPLE DU 15 DDL)

Cette section détaille le modèle multi-bond graph du mécanisme caisse, porte fusée, roue (cas où seule une roue est représentée). Nous notons que les parties translation et rotation caisses sont séparés pour la compréhension, mais les éléments I de caisse sont un seul et même champ de dimension 15.



Figure 15-1 : Modèle Avancé, Détail du mécanisme pour une roue (translation et rotations)

La partie crémaillère est détaillée sur la figure suivante :



Ecole Centrale de Lyon - INSA de Lyon – Université Claude Bernard Lyon 1 Laboratoire Ampère

Unité Mixte de Recherche du CNRS - UMR 5005



Figure 15-2 : Modèle Avancé, Détail du mécanisme de crémaillère

Les 15 degrés de liberté du mécanisme sont représentés sur la figure suivante :



Figure 15-3 : Modèle Avancé, Détail des degrés de liberté du mécanisme



### 16. ANNEXES #7 : IMPLEMENTATION DE MODELES DE CHASSIS AVANCES DANS LE LOGICIEL AMESIM



Figure 16-1 : Modèle Avancé, Détail des implémentations de la partie mécanisme multicorps seule.



### 17. ANNEXES #8 : CAS D'ETUDE POUR L'INVERSION

### 17.1 Détails des cas d'application pour la thèse

### 17.1.1 Cas « simples » pour appréhender les problématiques

### 17.1.1.1 Cas mono-roue purement vertical sur sol non plan

<u>Topologie de modèle #1</u> : modèle linéaire mono roue vertical, avec 2 ddl (z<sub>MS</sub>, z<sub>MNS</sub>) <u>But</u> : Identification du profil de route connaissant les efforts de suspension <u>Intérêt</u> : Le modèle peut être très simple au tout départ, uniquement 1D **sans contraintes** et linéaire comme le suivant :



<u>Topologie de modèle #2</u> : modèle non linéaire mono roue vertical, avec 2 ddl (z<sub>MS</sub>, z<sub>MNS</sub>) But : Identification du profil de route connaissant les efforts de suspension

<u>Intérêt</u> : Nous pouvons introduire directement des non linéarités fortes (frottement sec, butées d'attaque / détente) et/ou les épures. Un exemple de modèle 1D non linéaire avec butée et frottement sec peut se représenter de la manière suivante:



Ecole Centrale de Lyon - INSA de Lyon – Université Claude Bernard Lyon 1 Laboratoire Ampère

Unité Mixte de Recherche du CNRS - UMR 5005



### 17.1.1.2 Cas mono-roue (longitudinal/vertical) avec contrainte, sur sol plan

<u>Topologie de modèle</u> : modèle mono roue longitudinal/vertical (linéaire avec TF modulé représentatif de la liaison glissière généralisée), avec 3 ddl (x<sub>MS</sub>, z<sub>MS</sub>, z<sub>MNS</sub>).

<u>But :</u> En soit, le modèle inverse issu du modèle suivant a peu d'intérêt mais peut nous servir à introduire le principe de « choisir » un mouvement de la caisse (sur X ici) à partir d'un effort connu dans la suspension (même principe que le modèle 1D présenté avant). Et ceci en dimensionnant le TF de remonté d'effort DX/DZ (effet Broulhiet en Longi). Le principe sera étendu plus tard sur un modèle similaire à celui utilisé par Willy dans son article sur un véhicule en tangage (sauf que le modèle inverse nous sert à définir un TF (type fonction cinématique « anti-tangage ») et non le dimensionnement d'un actuateur ici). L'intérêt pédagogique est l'inversion de la cinématique des trains (sur un cas simple ici) qui avait posé un certain nombre de problèmes dans des études précédentes (Thèse O. Mechin). L'idée est de partir dans un premier temps sur quelque chose de simple au niveau de la cinématique (relation linéaire voire quadratique, qui est largement suffisant en règle générale lors de la spécification fonctionnelle du train *(cf travaux sur spec K&C Designer, - JLR, 2012)*.

<u>Intérêt</u> : Introduction d'inertie en causalité dérivée et des épures de suspension. Le modèle (dans sa configuration « simple mais relativement avancée ») est présenté sur la figure suivante :



Ecole Centrale de Lyon - INSA de Lyon – Université Claude Bernard Lyon 1 Laboratoire Ampère

Unité Mixte de Recherche du CNRS - UMR 5005



(ce modèle contient des inerties en causalité dérivées, des épures de suspension, un lien vers la crémaillère, que nous pouvons introduire en 2 temps i.e. premier modèle sans, second avec).

Ceci peut conduire à répondre à une problématique d'inversibilité sur un modèle « vectoriel avec changement de dimension ». Car écrit sous forme vectorielle, ce modèle peut s'écrire simplement :



### 17.1.1.3 Cas multicorps avec liaison cinématique usuelle (i.e. « classique »)

<u>Topologie de modèle #1</u> : Mécanisme composé de deux solides 3D en liaison sphérique i.e. 9 ddl).

<u>But</u>: (peu d'intérêt applicatif ici, mais très intéressant pour la prise en main...) Identification des masses et/ou inerties, connaissant les entrées (C.I.) et les sorties (les mouvements des ddl).

Intérêt : Travaux d'inversibilité sur un multi-bond graph



(les bond sont notés « simplement » mais ceci est bien un multibond-graph)

L'interet de ce cas test est que le modèle de mécanisme directe existe dans AMESim et a été validé :



<u>Topologie de modèle #2</u> : Mécanisme composé de deux solides 3D en liaison cylindrique i.e. 8 ddl – *plus compliquée...*).

<u>But :</u> Même remarque que précédemment, avec un mécanisme un peu plus compliqué (l'introduction des translations engendre de nouveaux chemins dans le Bond Graph). <u>Intérêt :</u> Travaux d'inversibilité sur un multi-bond graph



Ecole Centrale de Lyon - INSA de Lyon - Université Claude Bernard Lyon 1

#### Laboratoire Ampère

Unité Mixte de Recherche du CNRS - UMR 5005





### 17.1.2 Cas « intermédiaires » pour appréhender lever les problématiques futures

### 17.1.2.1 Dimensionnement actuateur suspension : cas mono-roue (Longi/vertical)

<u>Topologie de modèle #1</u> : modèle mono roue longitudinal/vertical (linéaire avec TF modulé représentatif de la liaison glissière généralisée), avec 3 ddl ( $x_{MS}$ ,  $z_{MS}$ ,  $z_{MNS}$ ). Introduction des efforts suspension avec TF (démultiplication).

<u>But</u> : Dimensionnement d'actuateur suspension sur un cas simple (qui peut être linéaire dans un premier temps)

Intérêt : Cas se rapprochant d'un contexte industriel pour le dimensionnement



Ecole Centrale de Lyon - INSA de Lyon – Université Claude Bernard Lyon 1 Laboratoire Ampère

Unité Mixte de Recherche du CNRS - UMR 5005



<u>Topologie de modèle #2</u>: On pourrait penser à introduire des non linéarités dans la suspension verticale (on mixe la problématique précédente avec les toutes premières problématique sur l'introduction du frottement sec de suspension).

# 17.1.2.2 Dimensionnement actuateur suspension : cas mono-roue (Longi/vertical) + rappel gravitaire de direction

<u>Topologie de modèle</u> : Identique au cas précédent avec introduction de « boucle » dans le Bond Graph représentant le ddl de suspension (« 1 » de suspension z'<sub>amo</sub>).

<u>But :</u> Dimensionnement d'actuateur suspension sur un cas relativement avancé (qui peut être linéaire voire non linéaire – i.e. même évolution que précédemment).

Intérêt : Cas se rapprochant d'un contexte industriel pour le dimensionnement



Ecole Centrale de Lyon - INSA de Lyon – Université Claude Bernard Lyon 1 Laboratoire Ampère

Unité Mixte de Recherche du CNRS - UMR 5005



#### 17.1.2.3 Dimensionnement actuateur suspension : cas bicycle (tangage/pompage)

<u>Topologie de modèle #1</u> : Modèle bicycle sans prise en compte de l'ensemble de la partie rotation des masses non suspendues (MNS).

<u>But</u>: Dimensionnement d'actuateur suspension sur un cas assez proche d'un cas industriel (qui peut être linéaire dans un premier temps). Mixe de toutes les problématiques précédentes.

Intérêt : Cas se rapprochant d'un contexte industriel pour le dimensionnement



(ce modèle Multi-Bond Graph ne présente que la partie remontée des efforts de translation vers la caisse. Toute la complexité relative aux rotations MNS n'apparait pas).



Ce modèle est intéressant car il est relativement similaire en l'état au modèle de Willy dans son article (Technique Ingénieurs), en ajoutant ici l'aspect cinématique des trains (Broulhiet, qui ne sera intéressant que sur X car pas de pince).

### 17.1.2.4 Modèles de pneus

Cette thématique parait assez importante pour être capable de faire un véhicule roulant mais également un véhicule en parking.

### 17.1.2.4.1 Modèles de Dugoff

<u>Topologie de modèle</u> : Modèle pneu relativement simple par rapport à l'approche Pacejka. Toutefois relativement avancée en terme d'approche physique (ellipse d'adhérence i.e. Longi/Lat, zones de non glissement (// ressort) et de glissement (saturation de déformation) dans l'air de contact).

<u>But :</u> Etablir le modèle direct en Bond Graph (qui n'existe pas encore) et le modèle inverse.

<u>Intérêt :</u> Modèle inverse de pneumatique dont le niveau de représentativité est relativement bon pour de la dynamique véhicule à faible accélération latérale (i.e. hors zone de forte dérive / fort pseudo glissement).

### 17.1.2.4.2 Modèles en Parking

But : Préparer un modèle qui nous servira pour la suite

### 17.1.3 Cas industriels

- Steering / park assist : dimensionnement moteur électrique
- Modèle de direction pour Immersion dans Simulateur de conduite
- Modèle de véhicule simplifié pour contrôleur
- Modèle de véhicule complet



Ecole Centrale de Lyon - INSA de Lyon - Université Claude Bernard Lyon 1

# Laboratoire Ampère

Unité Mixte de Recherche du CNRS - UMR 5005

Génie Electrique, Electromagnétisme, Automatique, Microbiologie environnementale et Applications

# Mémoire doctorant 1<sup>ère</sup> année 2013 -2014

Nom - Prénom	Laib Khaled
Titre de la thèse	Analyse hiérarchisée de la performance
Directeur de thèse	G. Scorletti
Co- encadrants	A. Korniienko et F. Morel
Dpt. de rattachement	Méthode pour l'Ingénierie des Systèmes
Date début des travaux	1 <sup>er</sup> Octobre 2013
Type de financement	Bourse ministérielle



# Mémoire de première année de thèse

Khaled Laib

khaled.laib@doctorant.ec-lyon.fr

#### Résumé

Les systèmes à grande dimension sont très répandus dans les différents domaines industriels modernes. Ces systèmes sont produits sur des échelle industrielles, il y a toujours des déviations et des dispersions technologiques, ce qui rend ces systèmes exposés aux incertitudes. Pour garantir le bon fonctionnement des ces systèmes en pratique, une analyse de performance robuste doit être faite. Les approches directes pour évaluer les performances donnent de bons résultats, mais nécessitent un temps de calcul important, alors que la question de temps de calcul est crucial pour ces systèmes. Une alternative à ce problème est les approches hiérarchisées ce qui est le contexte de ma cette thèse. Ces approches offrent la possibilité de diminuer le temps de calcul au prix d'un conservatisme dans les résultats obtenus ; d'où un compromis temps de calcul/précision. Dans ce rapport, nous traitons le problème de performances robustes pour un réseau de PLL avec les deux approches : directe et hiérarchisée. Nous présentons également notre contribution dans l'approche hiérarchique. Nous formulons aussi le problème d'évaluation du flux d puissance dans un réseau électrique dans un cadre approprié pour évaluer les performances robustes du réseau.

**Mots-Clés :** Systèmes à grandes dimensions, réseau, PLL, incertitudes, modèle certain, modèle incertain, performance robuste, optimisation robuste, paramétrisation, caractérisation, approche directe, approche hiérarchisée, étape locale, étape globale, propriété de dissipativité, flux de puissance, bus.

# **Table des matières**

In	Introduction		
1	Rése	eaux de PLL	3
•	1.1	Boucle de verrouillage de phase (PLL)	3
		1.1.1 Modèle d'une PLL	4
		1.1.2 Structure $M - \Delta$ d'une PLL	8
	1.2	Système à grande dimension : Réseau de PLL	10
		1.2.1 Topologie d'interconnexion	11
		1.2.2 Structure $M - \Delta$ pour le réseau de PLL	13
2	Ana	lyse de performance	15
	2.1	Approche entrée sortie	15
		2.1.1 Notion de dissipativité	15
		2.1.2 Théorème de performance et de dissipativité robustes	16
		2.1.3 Paramétrisation de $\Phi_{\Delta}$	17
	2.2	Approche directe	19
	2.3	Approche hiérarchique	21
3	L'an	alyse hiérarchisée de réseaux de PLL	23
	3.1	Étape locale	24
		3.1.1 Caractérisation avec un disque	25
		3.1.2 Caractérisation avec une bande	26
		3.1.3 Caractérisation avec un cône	29
	3.2	Étape globale	33
4	Éval	uation du flux de puissance	36
	4.1	État de l'art	37
	4.2	Exemple de réseau électrique	38
	4.3	Approche proposée	39
Co	onclus	sion	40
Ar	inexe	Α	42
Bi	bliogı	aphie	45

# **Table des figures**

1.1	Diagramme fonctionnel d'une PLL	4
1.2	Diagramme fonctionnel d'une PLL dans le domaine de phase	4
1.3	Le modèle linéaire d'une PLL dans le domaine de phase	6
1.4	Le modèle linéaire incertain d'une PLL dans le domaine de phase	7
1.5	L'influence des incertitudes sur la réponse fréquentielle d'une PLL pour $\omega = 120$ rad/s $\ .$	7
1.6	Structure $M - \Delta$	8
1.7	Structure $M - \Delta$ d'une PLL	9
1.8	Les spécification pour toutes les PLL du réseau	10
1.9	Topologie d'interconnexion utilisée dans le réseau	11
1.10	Topologie du réseau avec la mesure de performance	12
1.11	Schéma bloc du réseau certain	12
1.12	Structure $M - \Delta$	13
1.13	Illustration de transfert nominal, transfert incertain et les spécifications	14
21	Structure $M = \Lambda$ avec mesure de performance	16
2.1	Modèle incertain du réseau avec le bloc $\tilde{\Delta}$	20
2.2	Modèle $M = \Delta$ du réseau de PLL	20 20
2.3 2 4	Analyse de performance avec l'approche directe	20
2.1		<u> </u>
3.1	Étape locale de l'analyse hiérarchisée	23
3.1 3.2	Étape locale de l'analyse hiérarchisée	23 24
3.1 3.2 3.3	Étape locale de l'analyse hiérarchisée	23 24 25
<ol> <li>3.1</li> <li>3.2</li> <li>3.3</li> <li>3.4</li> </ol>	Étape locale de l'analyse hiérarchisée	23 24 25 26
<ol> <li>3.1</li> <li>3.2</li> <li>3.3</li> <li>3.4</li> <li>3.5</li> </ol>	Étape locale de l'analyse hiérarchisée	23 24 25 26 26
<ol> <li>3.1</li> <li>3.2</li> <li>3.3</li> <li>3.4</li> <li>3.5</li> <li>3.6</li> </ol>	Étape locale de l'analyse hiérarchisée	23 24 25 26 26 27
<ol> <li>3.1</li> <li>3.2</li> <li>3.3</li> <li>3.4</li> <li>3.5</li> <li>3.6</li> <li>3.7</li> </ol>	Étape locale de l'analyse hiérarchisée	23 24 25 26 26 27 27
3.1 3.2 3.3 3.4 3.5 3.6 3.7 3.8	Étape locale de l'analyse hiérarchisée	23 24 25 26 26 27 27 28
3.1 3.2 3.3 3.4 3.5 3.6 3.7 3.8 3.9	Étape locale de l'analyse hiérarchisée	23 24 25 26 26 27 27 27 28 29
3.1 3.2 3.3 3.4 3.5 3.6 3.7 3.8 3.9 3.10	$ \begin{array}{l} {{\rm \acute{E}tape \ locale \ de \ l'analyse \ hi\acute{e}rarchis\acute{e}} & & & & & & & & & & & & & & & & & & $	23 24 25 26 26 27 27 27 28 29 29
3.1 3.2 3.3 3.4 3.5 3.6 3.7 3.8 3.9 3.10 3.11	$ \begin{array}{l} {{\rm \acute{E}tape\ locale\ de\ l'analyse\ hi\acute{e}rarchis\acute{e}} \\ {{\rm \it R\acute{e}seau\ de\ PLLs\ après\ l'\acute{e}tape\ locale\ de\ l'analyse\ hi\acute{e}rarchis\acute{e}} \\ {{\rm \it Une\ interprétation\ g\acute{e}om\acute{e}trique\ pour\ }\left\{ X^d_P,Y^d_P,Z^d_P \right\} \\ {{\rm \it Vue\ interprétation\ g\acute{e}om\acute{e}trique\ pour\ }\left\{ X^d_P,Y^d_P,Z^d_P \right\} \\ {{\rm \it pour\ }\omega = 160rad/s \\ {{\rm \it X}}^d_P,Y^d_P,Z^d_P \right\} \\ {\rm \it pour\ }\omega = 480rad/s \\ {{\rm \it Illustration\ du\ premier\ demi\ plan\ de\ la\ bande \\ \\ {{\rm \it Illustration\ du\ deuxième\ demi\ plan\ de\ la\ bande \\ \\ {{\rm \it Illustration\ de\ la\ bande \\ \\ {{\rm \it X}}^d_P,Y^d_P,Z^d_P \right\} \\ {\rm \it et\ }\left\{ X^b_P,Y^b_P,Z^b_P \right\} \\ {\rm \it pour\ }\omega = 160rad/s \\ {{\rm \it X}}^d_P,Y^d_P,Z^d_P \right\} \\ {\rm \it et\ }\left\{ X^b_P,Y^b_P,Z^b_P \right\} \\ {\rm \it pour\ }\omega = 480rad/s \\ \\ {{\rm \it X}}^d_P,Y^d_P,Z^d_P \right\} \\ {\rm \it et\ }\left\{ X^b_P,Y^b_P,Z^b_P \right\} \\ {\rm \it pour\ }\omega = 480rad/s \\ \\ {\rm \it Illustration\ de\ l'idée\ du\ cône \\ \\ \end{array} } $	23 24 25 26 26 27 27 28 29 29 30
3.1 3.2 3.3 3.4 3.5 3.6 3.7 3.8 3.9 3.10 3.11 3.12	Étape locale de l'analyse hiérarchisée	23 24 25 26 26 27 27 28 29 29 30 30
3.1 3.2 3.3 3.4 3.5 3.6 3.7 3.8 3.9 3.10 3.11 3.12 3.13	Étape locale de l'analyse hiérarchisée	23 24 25 26 26 27 27 28 29 29 30 30 30
3.1 3.2 3.3 3.4 3.5 3.6 3.7 3.8 3.9 3.10 3.11 3.12 3.13 3.14	Étape locale de l'analyse hiérarchisée	23 24 25 26 26 27 27 28 29 29 30 30 30 30 30
3.1 3.2 3.3 3.4 3.5 3.6 3.7 3.8 3.9 3.10 3.11 3.12 3.13 3.14 3.15	Étape locale de l'analyse hiérarchisée	23 24 25 26 27 27 28 29 30 30 30 30 32 33
$\begin{array}{c} 3.1\\ 3.2\\ 3.3\\ 3.4\\ 3.5\\ 3.6\\ 3.7\\ 3.8\\ 3.9\\ 3.10\\ 3.11\\ 3.12\\ 3.13\\ 3.14\\ 3.15\\ 3.16 \end{array}$	$ \begin{array}{l} & \text{Étape locale de l'analyse hiérarchisée} \\ & \text{Réseau de PLLs après l'étape locale de l'analyse hiérarchisée} \\ & \text{Une interprétation géométrique pour } \left\{ X_P^d, Y_P^d, Z_P^d \right\} \\ & \left\{ X_P^d, Y_P^d, Z_P^d \right\} \text{ pour } \omega = 160 rad/s \\ & \left\{ X_P^d, Y_P^d, Z_P^d \right\} \text{ pour } \omega = 480 rad/s \\ & \left\{ X_P^d, Y_P^d, Z_P^d \right\} \text{ pour } \omega = 480 rad/s \\ & \text{Illustration du premier demi plan de la bande} \\ & \text{Illustration du deuxième demi plan de la bande} \\ & \text{Illustration du deuxième demi plan de la bande} \\ & \left\{ X_P^d, Y_P^d, Z_P^d \right\} \text{ et } \left\{ X_P^b, Y_P^b, Z_P^b \right\} \text{ pour } \omega = 160 rad/s \\ & \left\{ X_P^d, Y_P^d, Z_P^d \right\} \text{ et } \left\{ X_P^b, Y_P^b, Z_P^b \right\} \text{ pour } \omega = 480 rad/s \\ & \left\{ X_P^d, Y_P^d, Z_P^d \right\} \text{ et } \left\{ X_P^b, Y_P^b, Z_P^b \right\} \text{ pour } \omega = 480 rad/s \\ & \text{Illustration du l'idée du cône} \\ & \text{Illustration du deuxième demi plan du cône} \\ & \text{Illustration du deuxième demi plan du cône} \\ & \text{Illustration du cône} \\ & \left\{ X_P^d, Y_P^d, Z_P^d \right\} \text{ et } \left\{ X_P^c, Y_P^c, Z_P^c \right\} \text{ pour } \omega = 160 rad/s \\ & \left\{ X_P^d, Y_P^d, Z_P^d \right\} \text{ et } \left\{ X_P^c, Y_P^c, Z_P^c \right\} \text{ pour } \omega = 160 rad/s \\ & \left\{ X_P^d, Y_P^d, Z_P^d \right\} \text{ et } \left\{ X_P^c, Y_P^c, Z_P^c \right\} \text{ pour } \omega = 480 rad/s \\ & \left\{ X_P^d, Y_P^d, Z_P^d \right\} \text{ et } \left\{ X_P^c, Y_P^c, Z_P^c \right\} \text{ pour } \omega = 480 rad/s \\ & \left\{ X_P^d, Y_P^d, Z_P^d \right\} \text{ et } \left\{ X_P^c, Y_P^c, Z_P^c \right\} \text{ pour } \omega = 480 rad/s \\ & \left\{ X_P^d, Y_P^d, Z_P^d \right\} \text{ et } \left\{ X_P^c, Y_P^c, Z_P^c \right\} \text{ pour } \omega = 480 rad/s \\ & \left\{ X_P^d, Y_P^d, Z_P^d \right\} \text{ et } \left\{ X_P^c, Y_P^c, Z_P^c \right\} \text{ pour } \omega = 480 rad/s \\ & \left\{ X_P^d, Y_P^d, Z_P^d \right\} \text{ et } \left\{ X_P^c, Y_P^c, Z_P^c \right\} \text{ pour } \omega = 480 rad/s \\ & \left\{ X_P^d, Y_P^d, Z_P^d \right\} \text{ et } \left\{ X_P^c, Y_P^c, Z_P^c \right\} \text{ pour } \omega = 480 rad/s \\ & \left\{ X_P^d, Y_P^d, Z_P^d \right\} \text{ et } \left\{ X_P^c, Y_P^c, Z_P^c \right\} \text{ pour } \omega = 480 rad/s \\ & \left\{ X_P^d, Y_P^d, Z_P^d \right\} \text{ et } \left\{ X_P^c, Y_P^c, Z_P^c \right\} \text{ pour } \omega = 480 rad/s \\ & \left\{ X_P^d, Y_P^d, Z_P^d \right\} \text{ et } \left\{ X_P^c, Y_P^c, Z_P^c \right\} \text{ pour } \omega = 480 rad/s \\ & \left\{ X_P^d, Y_P^d, Z_P^d \right\} \text{ et } \left\{ X_P^c$	23 24 25 26 27 28 29 29 30 30 30 30 30 30 30 32 33
$\begin{array}{c} 3.1\\ 3.2\\ 3.3\\ 3.4\\ 3.5\\ 3.6\\ 3.7\\ 3.8\\ 3.9\\ 3.10\\ 3.11\\ 3.12\\ 3.13\\ 3.14\\ 3.15\\ 3.16\\ 3.17\\ \end{array}$	Étape locale de l'analyse hiérarchisée	23 24 25 26 27 27 28 29 29 30 30 30 30 30 32 33 33 33 33

# Liste des tableaux

1.1	Valeurs numériques des différents paramètres d'une PLL	8
3.1	Comparaison entre les différentes approches	35

# Introduction

La conception d'un système satisfaisant un cahier des charges (performance) se base sur la détermination d'un modèle mathématique de ce système et sa réalisation technologique. Il est crucial qu'en dépit des dispersions technologiques, les erreurs de modélisation et les condition d'utilisation que la performance obtenue soit conforme au cahier des charges. Pour cette raison, une analyse de performance doit être faite pour garantir un certain niveau de performance. Ce problème devient beaucoup plus compliqué dans le cas des systèmes à grande dimension vu la forte complexité des modèles. Cette complexité deviendra plus importante dans le future à cause de la dimension qui ne cesse d'augmenter. La robustesse d'un système à grande dimension par rapport à une faille de l'un des sous systèmes est la raison pour laquelle ils sont en expansion dans les différents domaines : micro électronique, génie électrique, robotique...

Comme les systèmes à grande dimension contiennent plusieurs sous systèmes qui ne sont pas forcément homogènes, l'influence de ces derniers sur le grand système doit être prise en considération pendant la phase de synthèse et d'analyse. En plus, même dans le cas où les sous systèmes sont homogènes, ils ne sont pas exactement les mêmes. Nous parlons alors de différences qui existent au niveau des sous systèmes. Nous allons présenter deux premiers exemples que nous utiliserons dans cette thèse pour analyser les performances des systèmes à grande dimension. Ces deux exemples sont à échelle différente : micro et macro système.

Les réseaux électriques de distribution forment un très bon exemple de système à grande dimension. Leur but est de livrer, à travers des réseaux de transport, l'énergie électrique aux consommateurs et de garantir une certaine performance. L'intégration des sources renouvelables dans les réseaux actuels offrent de nouvelles source d'énergie afin de satisfaire un cahier de charge pour tout les consommateurs. La consommation des clients est différente, chacun selon son besoin, ce qui a une influence sur les performance du réseau ; car les mêmes garanties doivent être assurée pour tout les consommateurs. En plus, l'énergie produite par les sources renouvelables est variable en fonction de plusieurs conditions : l'ensoleillement pour les panneaux solaires, le vent pour les éoliennes...Ces points doivent être pris en considération lors de l'étape du développement et d'analyse. Cela peut être fait en introduisant un modèle qui contient la consommation nominale des clients et les variations possible. La même chose peut être faite pour les sources renouvelables : un modèle qui contient l'énergie nominale produite et les variations possibles dans cette production.

Dans le domaine de la micro électronique, et avec l'explosion de capacités de calcul et miniaturisation, les réseaux de distribution de signal d'horloge pour des microprocesseurs synchrones est un autre très bon exemple des systèmes à grande dimension. Ils sont utilisés pour remplacer les réseaux classiques. Cette nouvelle architecture utilisent des boucle de verrouillage de phase (PLL) interconnectées entre elles dans le but de générer et d'assurer une synchronisation de différent signaux d'horloge. Pour cette raison, nous nous intéressons aux performances de ce réseaux. Dans cette application, les différentes PLL forment de systèmes homogènes. Comme elles sont produite avec des processus industriels, les PLL ne sont pas identiques ; ce qui influence les performances d'une PLL. Ces différences peuvent être prises en compte de la même manière que pour les réseaux de distribution électrique : un modèle qui contient la partie nominale d'une PLL est les variations possibles dans son modèle.

Ces deux applications montrent que les systèmes à grande dimension sont exposés aux déviation des sous systèmes par rapport à leur rôle souhaité. Cette exposition devient plus importante en augmentant la taille de ces systèmes, ce qui est le cas en micro électronique avec la tendance à miniaturiser les composants et les dispositifs embarqués. La même chose pour les réseaux électriques dont la taille ne cesse d'augmenter avec l'expansion de l'urbanisme et le raccordement de petits réseaux aux grands réseaux. La synthèse et l'analyse de ces systèmes à grande dimensions doivent être faite en prenant en considération ces déviations. Ces dernières peuvent être présentées sous formes d'incertitudes qui contient plusieurs types : incertitudes sur les paramètres, les dynamiques non modélisées, les retards...

La commande robuste présente un cadre pour traiter ce type de problème : analyse de la stabilité/performance et la synthèse de contrôleur pour des systèmes qui présentent des incertitudes. Un des outils importants utilisés dans ce cadre est l'optimisation convexe sous contraintes linéaires matricielles affines ou Linear Matrix Inequality (LMI)[BV04]. Elles transforment le problème d'analyse et de synthèse en un problème d'optimisation dont nous disposons des outils et d'algorithme de solution efficace dans un temps raisonnable.

Vu la grande taille de ces systèmes, le temps de calcul nécessaire pour faire l'analyse devient beaucoup plus important que pour un seul sous système; et comme la question de temps de calcul est crucial pour ces système, ces outils ne sont plus adaptés, ils doivent être ajustés pour remédier à ce problème. C'est dans ce contexte que s'inscrit cette thèse : analyse hiérarchisée de performance où le but est développer et faire l'extension des outils déjà existants pour traiter le problème de performance de système à grande dimension en utilisant l'approche hiérarchique.

Dans ce rapport de première année, nous présentons une partie du travail que nous avons effectué. Deux applications sont traités : réseau de PLL et réseau de distribution électrique. Vu les travaux et le grand potentiel concernant les PLL dans le laboratoire Ampère, nous commençons par cette application. Nous allons profiter de l'expertise dans le laboratoire afin de faire la même chose avec les réseaux électriques.

Ce rapport contient quatre chapitres, ils sont organisés comme suit :

- Dans le Chapitre 1, nous présentons la PLL qui sera utilisée pour créer le réseau de PLL. Nous présentons également ce réseau et son rôle. Nous terminerons ce chapitre avec une formulation mathématique du problème de performance robuste;
- Dans le Chapitre 2, nous présentons des outils mathématiques pour résoudre le problème issu du Chapitre 1. Deux approches d'analyse sont présentées : directe et hiérarchisée. Les résultats de l'approche directe sont présentés ;
- Dans le Chapitre 3, nous présentons l'approche hiérarchisée, ses différentes étapes, quelques exemples et nous présentons également notre contribution dans cette approche;
- Dans le Chapitre 4, nous présentons le problème du réseau de distribution électrique et notre idée pour le traiter;

Nous terminerons ce rapport avec une conclusion et quelques perspectives.

# **Chapitre 1**

# Réseaux de PLL

## Introduction

La première application qu'on va considérer dans ce rapport est un système à grande dimension : les réseaux actifs de distribution du signal d'horloge. Ils représentent des arbres de distribution, du signal d'horloge, aux noyaux synchrone d'un microprocesseur. Les architectures classiques de ces arbres souffrent de quelques limitations : incertitudes du signal d'horloge (skew et jitter), limitations fréquentielles, influence de la perturbation...et cela quelque soit l'architecture utilisée.

Les réseaux actifs de distribution d'horloge est l' une des nouvelles architectures pour remédier aux problèmes d'architectures classiques. Ces réseaux sont composés de plusieurs boucle à verrouillage de phase ou Phase Locked Loop (PLL). Ces circuits sont disposés sur une puce électronique et génèrent les signaux d'horloge, pour chaque noyau, qui sont ensuite synchronisés par un échange d'informations entre les PLL voisines et une rétroaction locale réalisée par un correcteur [Kor09]. Donc, assurer une certaines performances au réseau de PLL, revient à assurer une certaine qualité pour la synchronisation des noyau. Pour cela, nous nous intéressons aux performances du réseau.

Les dispersions technologiques lors des étapes de fabrications d'une PLL vont conduire à des déviations sous forme d'incertitudes sur les PLL fabriquées. Par conséquent les performances du réseau seront influencées. Pour cette raison, il est important de prendre ces incertitudes en considération et traiter le problème de performance robuste.

Nous commençons ce chapitre par une description d'une PLL et l'intérêt de travailler dans le domaine de phase pour avoir un modèle LTI. Les incertitudes qui influencent cette PLL seront prise en compte à l'aide d'un modèle incertain. Ensuite, nous présentons le système à grande dimension et la topologie utilisée pour interconnecter les différentes PLL. L'influence des incertitudes sur le réseau est prise en considération avec un modèle incertain également. Comme l'interconnexion est faite pour accomplir la mission de synchronisation, il y a des contraintes que cette dernière doit respecter. Nous allons formuler ces spécifications en un cahier de charge formel dans le domaine fréquentiel. La vérification de ces spécifications mathématique à vérifier.

## **1.1** Boucle de verrouillage de phase (PLL)

PLL est un circuit micro électronique utilisé pour la synchronisation des signaux en fonction de l'application (synchronisation en fréquence ou en phase). Théoriquement, la sortie doit correspondre, en fréquence ou en phase, à son entrée périodique. Une PLL est composée d'un oscillateur contrôlé en

tension VCO, comparateur de phase PD, diviseur de fréquence FD et un contrôleur K. La figure 1.1 représente un diagramme fonctionnel d'une PLL.



FIGURE 1.1 – Diagramme fonctionnel d'une PLL

Le principe de fonctionnement consiste à asservir la phase d'un oscillateur de fréquence variable sur une source extérieure de référence. La sortie de l'oscillateur contrôlé en tension, après la division de son fréquence par le diviseur de fréquence FD, est comparée avec une référence périodique en utilisant le comparateur de phase PD. La sortie de ce dernier est ensuite envoyée dans un contrôleur K. La sortie du contrôleur est la commande pour le VCO qui assure la synchronisation du PLL avec sa référence. Dans notre application, nous nous focalisons sur la synchronisation en phase et en fréquence.

Si cette référence ait une fréquence constante, sa phase est linéairement croissante et nous pouvons chercher à modéliser la PLL dans le domaine de phase; c'est-à-dire que le signal dans le modèle que nous allons présenter, représente la phase de la référence périodique d'une PLL. Cela veut dire que si le modèle une PLL, dans le domaine de phase, est capable de suivre une rampe sans avoir une erreur statique; alors la PLL est synchronisée en fréquence et en phase. Toutefois, le domaine des phase, pour une PLL, est intéressant pour plusieurs raisons : un modèle linéaire peut être obtenu en linéarisant autour d'un point de fonctionnement et un contrôleur peut être synthétisé pour assurer une synchronisation en fréquence et en phase [Kor09].

Le schéma de la figure 1.2 devient dans le domaine de phase :



FIGURE 1.2 – Diagramme fonctionnel d'une PLL dans le domaine de phase

### 1.1.1 Modèle d'une PLL

Nous allons introduire le modèle d'une PLL dans le domaine de phase en commençant par une petite description de ses différents composants [Raz96], [Roh97] et [Fax11] :

#### Oscillateur contrôlé en tension VCO

La fréquence de la sortie d'une PLL dépend de son signal d'entrée u(t). Cette dépendance peut être modélisée d'une manière proportionnelle. La pulsation instantanée  $\omega(t)$  mesurée en rad/s est donné par :  $\omega(t) = \omega_0 + K_{VCO}u(t)$  où  $\omega_0$  la pulsation centrale du VCO. Comme on s'intéresse au domaine de phase, la phase  $\varphi(t)$  et donnée par l'intégration de la pulsation instantanée  $\omega_0(t)$  comme étant :

$$\varphi(t) = \int_0^t \omega(\tau) \mathrm{d}\tau = \omega_0 t + K_{VCO} \int_0^t u(\tau) \mathrm{d}\tau \qquad t \ge 0$$
(1.1)

Supposons que les conditions initiales sont nulles, la transformée de Laplace de  $\varphi(t)$  est donneé par :

$$\varphi(s) = \frac{K_{VCO}}{s} \left( \frac{\omega_0}{K_{VCO}} \frac{1}{s} + u(s) \right)$$
(1.2)

Il est montré dans [Kor11] que la pulsation centrale  $\omega_0$ , qui est le point autour lequel la linéarisation est faite, est égale à zéro. Le modèle du *VCO* devient alors un simple intégrateur :

$$\varphi(s) = \frac{1}{s} K_{VCO} u(s) \tag{1.3}$$

#### Comparateur de phase PD

Le comparateur de phase mesure la différence entre les phases de deux signaux à son entrée. Ses entrées sont la référence en phase  $\varphi_r(t)$  et la sortie du diviseur de fréquence. Il est caractérisé par son gain  $K_{PD}$ 

#### **Diviseur de fréquence** *FD*

Le diviseur de fréquence est utilisé pour ramener la fréquence de la sortie du VCO à une gamme où nous pouvons la comparer avec la référence  $\varphi_r(t)$  dans le cas où les deux fréquences sont dans des gammes différentes. Il est caractérisé par son gain  $K_D$  où  $0 < K_D \leq 1$ .

#### **Contrôleur** K

Un contrôleur pour une seule PLL est bien connu dans la micro électronique [Fax11], [Roh97]. Il est montré dans [KSCB11] qu'un simple contrôleur PI peut être utilisé pour la poursuite d'une rampe sans avoir une erreur statique. Cela veut dire si la PLL est stable, alors elle est synchronisée, en fréquence et en phase, avec la référence.

La forme de ce contrôleur est donné par :  $K(s) = K_p(1 + K_I/s)$ .

La figure 1.3 montre le modèle linéarisé d'une PLL dans le domaine de phase, où  $T_s$  représente la fonction de transfert entre la référence  $\varphi_r$  et la sortie  $\varphi$ .



FIGURE 1.3 – Le modèle linéaire d'une PLL dans le domaine de phase

Comme les PLL sont fabriquées sur une échelle industrielle, il n'est pas possible d'assurer que toutes les PLL soient exactement identiques à causes de dispersions technologiques. La conséquence directe de ce fait est de ne pas avoir des paramètres égaux aux valeurs nominales, c'est-à-dire que les paramètres ont des valeurs incertaines. Cela peut être modélisé en définissant un intervalle autour des valeurs nominales où les paramètres incertains appartiennent. C'est pour cette raison que le modèle obtenu précédemment sera remplacé par un modèle à paramètres incertains, ce qui définit un ensemble de modèles.

Les paramètres d'une PLL sont :  $K_{PD}$ ,  $K_{VCO}$ ,  $K_D$ ,  $K_P$  et  $K_I$ . Si nous considérons que des incertitudes sur tout ces paramètres autour de leur valeurs nominales, notées avec un indice 0, avec des variations notées avec des indices g; nous allons avoir :  $K_{PD} \in K_{PD_0} \pm K_{PD_g}$ ,  $K_{VCO} \in K_{VCO_0} \pm K_{VCO_g}$ ,  $K_D \in K_{D_0} \pm K_{D_g}$ ,  $K_P \in K_{P_0} \pm K_{P_g}$  et  $K_I \in K_{I_0} \pm K_{I_g}$ .

Il est montré dans [Kor09] que tout ces paramètres incertains peuvent être regroupés dans deux paramètres. L'intérêt de ce regroupement est d'avoir un modèle avec un minimum de paramètres incertains  $k_{\delta}$  et  $a_{\delta}$ . Les paramètres  $k_{\delta}$  et  $a_{\delta}$  représentent les incertitudes dans la branche proportionnelle et dans la branche d'intégration de la boucle respectivement. Après normalisation, ces deux paramètres vont s'écrire comme :

$$\begin{aligned} k_{\delta} &= k_0 + W_k \delta_k & \text{avec} \quad k_0 &= K_{PD_0} K_{VCO_0} K_{P_0} K_{D_0} & \text{et} \quad |\delta_k| < 1 \\ a_{\delta} &= a_0 + W_a \delta_a & \text{avec} \quad a_0 &= K_{I_0} & \text{et} \quad |\delta_a| < 1 \end{aligned}$$

 $k_0$  et  $a_0$  sont les valeurs nominales de ces nouveaux paramètres alors que  $W_k$  et  $W_a$  sont leurs paramètres de pondérations. Ils sont donnés par :

$$\begin{split} W_k &= k_0 k_g & \text{avec} \quad k_g = (1 + \frac{K_{PD_g}}{K_{PD_0}})(1 + \frac{K_{VCO_g}}{K_{VCO_0}})(1 + \frac{K_{P_g}}{K_{P_0}}) - 1 \\ W_a &= a_0 a_g & \text{avec} \quad a_g = 1 + \frac{K_{I_g}}{K_{I_0}} \end{split}$$

Ces paramètres  $k_g$  et  $a_g$  définissent l'intervalle autour de la valeurs nominales exprimsé en pourcentage de cette valeur.

La discussion précédente peut être illustrée apr le schéma de la figure 1.4 :



FIGURE 1.4 – Le modèle linéaire incertain d'une PLL dans le domaine de phase

Où  $T_s(\Delta)$  représente la fonction de transfert entre la référence  $\varphi_r(t)$  et la sortie  $\varphi(t)$  en prenant en considération les incertitudes  $\Delta$ . Ce dernier regroupe les incertitudes sur  $k_{\delta}$  et  $a_{\delta}$ , sur la diagonale, sur les paramètres, c'est-à-dire des incertitudes paramétriques<sup>1</sup>. Il est donné par :

$$\Delta = \begin{pmatrix} \delta_k & 0\\ 0 & \delta_a \end{pmatrix}$$

Étant donné que la conception et l'analyse de PLL se fait traditionnellement dans le domaine fréquentiel [Raz96], [Roh97]; nous allons montrer l'influence d'incertitudes sur la réponse fréquentielle pour une pulsation donnée  $\omega_i$ , cela est illustré dans la figure 1.5.



FIGURE 1.5 – L'influence des incertitudes sur la réponse fréquentielle d'une PLL pour  $\omega = 120$  rad/s

Le transfert nominal  $T_s$  est représenté par un petit cercle rouge, alors que les autres points verts représentent quelques réponses fréquentielles  $T_s(\Delta)$  pour une certaine combinaison des paramètres incertains  $k_{\delta}$  et  $a_{\delta}$ . Les valeurs numériques d'une PLL, que nous considérons dans notre étude, sont données dans le tableau 1.1.

<sup>1.</sup> Nous considérons ici que le cas des incertitudes paramétriques, mais nous pouvons aussi considérer les incertitudes dynamiques.

			1
Paramètres	Définitions	Valeurs	Unités
$K_{PD_0}$	Gain du comparateur de phase	21.22	[u.e/rad]
$K_{PD_g}$	Intervalle de variation du gain du comparateur de phase	$0.2K_{PD_0}$	[u.e/rad]
$K_{VCO_0}$	Gain du VCO	251.52	[rad/(s.u.c)]
$K_{VCO_g}$	Intervalle de variation du gain du VCO	$0.3 K_{VCO_0}$	[rad/(s.u.c)]
$K_{D_0}$	Gain du diviseur de fréquence	1	[-]
$K_{D_g}$	Intervalle de variation du gain du diviseur de fréquence	0	[-]
$K_{P_0}$	Gain de la branche proportionnelle	7.12	[-]
$K_{P_g}$	Intervalle de variation du gain de la branche proportionnelle	$0.15K_{p_0}$	[-]
$K_{I_0}$	Gain de la branche d'intégration	182.19	[-]
$K_{I_q}$	Intervalle de variation du gain de la branche d'intégration	$0.73K_{I_0}$	[-]
$k_0$	Valeur nominale du paramètre $k$	38015.81	[-]
$k_g$	Variation en % de la valeur nominale du paramètre $k$	0.8	[-]
$W_k$	Paramètre de pondération sur le paramètre $k$	30412.65	[-]
$a_0$	Valeur nominale du paramètre a	182.19	[-]
$a_g$	Variation en % de la valeur nominale du paramètre $a$	0.5	[-]
$W_a$	Paramètre de pondération sur le paramètre a	91.10	[-]

TABLE 1.1 - Valeurs numériques des différents paramètres d'une PLL

L'ensemble incertain  $G_s(i\omega_i)$  est l'ensemble de points obtenus en calculant pour chaque pulsation  $\omega_i$  la réponse fréquentielle associée, et cela pour tout  $\Delta \in \underline{\Delta}$ . C'est un ensemble infini, il est donné par :

$$G_s = \{ (M \star \Delta)(i\omega), \quad \forall \Delta \in \underline{\Delta} \}$$

Où \* représente le produit de Redheffer [SP05].

## **1.1.2** Structure $M - \Delta$ d'une PLL

Pour étudier l'influence des paramètres incertains, et pour se ramener au contexte de la commande robuste, il est nécessaire de transformer le schéma de la figure 1.4 en une structure  $M - \Delta$  de la figure 1.6.

 $\begin{array}{c} q & & & \\ & & & \\ z & & & \\ \end{array} \begin{array}{c} M & & \\ \end{array} \begin{array}{c} p \\ w \end{array}$ 

FIGURE 1.6 – Structure  $M - \Delta$ 

Les signaux p et q représentent l'échange qui existe entre le bloc certain et le bloc incertain. Ce sont des signaux internes pour le système, alors que les signaux w et z sont des signaux que le système échange avec le monde extérieur. C'est en étudiant ces signaux que nous pouvons caractériser et évaluer l'influence d'incertitudes sur le système. Ce sont les signaux de performances.

La structure  $M - \Delta$  d'une seule PLL peut être obtenue en utilisant la transformation linéaire fractionnaire LFT de tel sorte que le bloc M contient tout les éléments certains de la figure 1.4, alors que le bloc  $\Delta$  contient les éléments incertains [SF08].

Ces éléments incertains sont regroupés dans le bloc incertain  $\Delta \in \underline{\Delta}$ . Ils définissent un bloc structuré d'incertitude. Ce bloc est donné par :

$$\underline{\mathbf{\Delta}} = \left\{ \Delta \mid \Delta = \begin{pmatrix} \delta_k & 0\\ 0 & \delta_a \end{pmatrix} \in \mathbb{R}^{2 \times 2} \quad \text{avec} \quad |\delta_a| < 1 \quad \text{et} \quad |\delta_k| < 1 \right\}$$
(1.4)

Avant de continuer avec la structure  $M - \Delta$ , il est primordiale de définir les signaux échangés dans cette structure :

- les signaux échangés entre le bloc M et le bloc  $\Delta$  sont  $p = [p_k \ p_a]^T \in \mathbb{C}^2$  et  $q = [q_k \ q_a]^T \in \mathbb{C}^2$ . Ce sont des signaux internes par rapport au système (PLL). Ils caractérisent l'influence des incertitudes sur chaque PLL indépendamment .
- les signaux de performance de la PLL sont l'entrée w = φ<sub>r</sub> ∈ C et la sortie z = φ ∈ C. Comme les incertitudes vont propager dans tout le réseau, ces signaux sont importants. Ce sont les signaux que les PLL échangent entre elles pour avoir une synchronisation du réseau. Pour cela, nous nous intéressons aux φ<sub>r</sub> et φ

La structure  $M - \Delta$  d'une PLL avec les incertitudes considérées est présentée dans la figure 1.7.



FIGURE 1.7 – Structure  $M - \Delta$  d'une PLL

L'équation (1.5) est dans le domaine de Laplace, c'est-à-dire  $w, z \in \mathbb{C}$  et  $p, q \in \mathbb{C}^2$ . La matrice M est donnée par :

$$M = \left( \begin{array}{c|c} M_{11} & M_{12} \\ \hline M_{21} & M_{22} \end{array} \right)$$
$$= \frac{s^2}{s^2 + k_0(s + a_0)} \left( \begin{array}{c|c} -\frac{k_0}{s}(1 + \frac{a_0}{s})W_k & -\frac{k_0}{s^2}W_k & k_0W_k \\ \hline \frac{a_0\frac{k_0}{s}(1 + \frac{a_0}{s})W_a & M_{11}W_a & a_0k_0W_a \\ \hline \frac{a_0 + s}{s^2} & \frac{1}{s^2} & \frac{k_0}{s}(1 + \frac{a_0}{s}) \end{array} \right) \in \mathbb{C}^{3 \times 3}$$

Le transfert entre  $\varphi_r$  et  $\varphi$  est donné par :

$$\varphi = T_s(\Delta)\varphi_r$$
  
=  $(M \star \Delta)\varphi_r$   
=  $(M_{22} + M_{21}\Delta(I - M_{11}\Delta)^{-1}M_{12})\varphi_r$ 

La réponse fréquentielle  $T_s(\Delta, i\omega_i)$  évaluée en  $\omega_i$  est représentée dans la figure 1.5 en variant  $\Delta \in \underline{\Delta}$ . Avec ces relations, le modèle incertain d'une PLL est introduit. Nous allons introduire, dans la section suivante, le réseaux de PLL que nous allons utiliser pour générer le signal d'horloge désiré.

# 1.2 Système à grande dimension : Réseau de PLL

Un réseau de PLL est un réseau de distribution actif du signal d'horloge. Il est constitué de N PLL, disposées sur une puce électronique, interconnectées entre elles pour échanger leurs signaux de sortie pour avoir une synchronisation du réseau avec la référence  $r_g(t)$  qui est un signal périodique de pulsation  $\omega_r$  et une phase  $\phi_r$ . Dans la section précédente, et pour une fréquence donnée, un modèle d'une PLL dans le domaine de phase a été introduit. Ce modèle sera utilisé pour construire le modèle du réseau, toujours, dans le domaine de phase pour les mêmes raisons que pour une seule PLL. Si chauqe modèle de PLL dans le modèle de réseau est capable de suivre une rampe sans erreur statique, alors tout le réseau est synchronisé en fréquence et en phase ; et le signal d'horloge désiré est distribué partout dans le réseau. Pour le réseau de PLL et en définissant  $e_n(t)$  comme étant  $e_n(t) = r_g(t) - \varphi^n(t)$ , trois spécifications doivent être respectées :

i Pour que le réseau soit synchronisé, toutes les PLL doivent avoir, en sortie, la même pulsation  $\omega_r$  et la même phase  $\phi_r$ :

$$\lim_{t \to \infty} e_n(t) = 0 \qquad \forall n = 1, \dots, N$$

ii Le temps nécessaire pour distribuer le signal d'horloge dans le réseau pour une précision fixée  $\epsilon$ :

 $\exists \tau \quad \text{tel que} \quad \forall t > \tau, \qquad |e_n(t)| < \epsilon \quad \forall n = 1 \dots, N$ 

iii Toutes les PLL du réseau doivent présenter un dépassement limité :

$$d_n \% \le d_n^{max} \%$$
 avec  $d_n = \frac{d_2}{d_1}$   $\forall n = 1 \dots, N$ 

Ces spécifications sont illustrées par la figure 1.8. Elles doivent être satisfaites pour chaque PLL. Nous allons présenter, par la suite, la topologie d'interconnexion de ce réseau.



FIGURE 1.8 – Les spécification pour toutes les PLL du réseau

### **1.2.1** Topologie d'interconnexion

Le réseau utilisé pour ces travaux est un réseau à N=16 PLL, c'est la même architecture présentée dans [Kor11]. L'entrée du réseau c'est l'entrée de la première PLL comme il est illustré dans la figure 1.9



FIGURE 1.9 – Topologie d'interconnexion utilisée dans le réseau

Chaque numéro dans la figure 1.9 correspond à une PLL. Les flèches indiquent les sens de l'échange d'informations entre les PLL, cet échange est bidirectionnel. Chaque PLL échange des signaux avec ses voisines directes dans le but de se synchroniser avec elles ; car ces signaux échangés constituent le signal de référence de la PLL considérée. L'interconnexion de la PLL 6 est illustrée dans la figure 1.9. Cette PLL échange son signal de sortie  $\varphi^6$  avec les PLL 2, 5, 7 et 10 ; ces derniers font la même chose. Pour la PLL 6, sa référence est la sommation des sorties des PLL voisines  $\varphi^2$ ,  $\varphi^5$ ,  $\varphi^7$  et  $\varphi^{10}$ . Cette somme est ensuite normalisée par un facteur égal au nombre de PLL qui affectent la PLL considérée. Dans ce cas  $m_6 = \frac{1}{4}$ . Enfin, la référence  $\varphi_r^6$  est obtenue.

Pour cette topologie, il a été montré dans [Kor09] que si la seizième PLL est synchronisée avec la référence, alors tout le réseau l'est. Alors, si la seizième PLL satisfaits les spécifications données précédemment, toutes les autres PLL les satisfassent<sup>2</sup>. En plus, il a été démontré dans [TM10] que si un certain dépassement est assuré pour la seizième PLL, alors toutes les PLL vont avoir un dépassement similaire.

Les spécifications précédentes peuvent être reformuler pour profiter de ces faits. Elles vont être formulées uniquement pour la seizième PLL.

i  $\lim_{t\to\infty} e_{16}(t) = 0$ ii  $\exists \tau$  tel que  $\forall t > \tau$ ,  $|e_{16}(t)| < \epsilon$ iii  $d_{16}\% \le d_n^{max}\%$ 

Ces nouvelles spécifications peuvent être vues comme une mesure de performance du réseau. En définissant l'erreur globale du réseau  $e_g$  comme étant  $e_g = r_g - \varphi^{16}$  (voir figure 1.10). Nous pouvons définir une fonction de transfert  $T_g(s)$  entre  $r_g$  et  $e_g$ . Cette fonction sera appelée la fonction de transfert de performance globale ; car elle sera utilisée pour évaluer la performance du réseau exprimée précédemment, mais dans le domaine fréquentiel comme d'habitude en conception de PLL.

11

<sup>2.</sup> Nous pouvons étudier toutes les PLL au même temps en définissant un signal d'erreur pour chaque PLL par rapport à l'entrée. La méthose le permet, mais pour des raisons d'illustration simple, nous choisissons la sorte  $e_{16}$  ce qui correspond au pire cas.



FIGURE 1.10 – Topologie du réseau avec la mesure de performance

En remplaçant chaque PLL, par son schéma bloc dans la topologie utilisée ; et supposant que toutes les PLL sont certaines (pas d'incertitudes), le schéma bloc du réseau avec la mesure de performance est donné dans la figure 1.11.



 $q_g = [\varphi_r^1 \dots \varphi_r^{16}]^T$   $p_g = [\varphi^1 \dots \varphi^{16}]^T$   $p_g = (I_{16} \otimes T_s)q_g$   $e_g = e_{16}$   $e_g = T_g r_g$   $e_g = ((I_{16} \otimes T_s) \star M_{int})r_g$ (1.6)

FIGURE 1.11 – Schéma bloc du réseau certain

 $\otimes$  est défini comme étant le produit de Kronecker [Bew78].  $M_{int}$  est la matrice d'interconnexion qui modélise les échanges d'informations entre les différentes PLL, elle est donnée par :

Chaque ligne i de cette matrice correspond à l'entrée de la PLL i alors que chaque colonne j correspond à la sortie de la PLL j ce qui modélise les échanges entre les PLL. Les coefficients de chaque ligne correspondent au coefficient de normalisation  $m_i$ , de chaque PLL, positionnés dans les colonnes correspondantes. Par exemple, la PLL 6 échanges des signaux avec les PLL 2, 5, 7 et 10 pour avoir sa référence  $\varphi_r^6$  donnée par :  $\varphi_r^6 = \frac{1}{4}\varphi^2 + \frac{1}{4}\varphi^5 + \frac{1}{4}\varphi^7 + \frac{1}{4}\varphi^{10}$ . Dans ce cas de la PPL 6, ce sont les colonnes 2, 5, 7 et 10. La dernière ligne correspond à la mesure de performance  $e_g = r_g - \varphi^{16}$  et la dernière colonne correspond aux PLL qui utilisent le signal  $r_g$  comme une référence.

Comme les PLL ne sont pas identiques, un modèle incertain a été présenté pour inclure ces différences sous forme d'incertitudes. Pour étudier leur influence sur le transfert  $T_g$ , il est nécessaire de prendre ces incertitudes en considération, c'est pour cela, nous allons présenter la structure  $M - \Delta$  du réseau dans la section suivante.

## **1.2.2** Structure $M - \Delta$ pour le réseau de PLL

Pour avoir le modèle incertain du réseau, il faut remplacer chaque PLL par sa structure  $M - \Delta$ . Dans la figure 1.11, chaque bloc  $T_s$  est remplacé par  $T_s^i(\Delta^i)$ ; ce qui donne la structure  $M - \Delta$  du réseau illustrée dans la figure 1.12.



FIGURE 1.12 – Structure  $M-\Delta$ 

Comme il est a été montré dans [KSCB11], si les spécifications sur la seizième PLL sont satisfaites, alors tout le réseau est synchronisé en fréquence en phase. Donc, l'étude de performance de ce réseau revient à étudier le transfert entre  $r_g$  et  $e_g$  donné par  $T_g(\Delta)$ . Les spécifications sur la seizième PLL peuvent être traduite dans le domaine fréquentiel par une fonction de transfert W(s) en terme de : pique de résonance maximal (pour traduire le dépassement), la pulsation de coupure  $\omega_c$  minimale (pour traduire le temps de réponse) et la pente en basses fréquence (qui doit être égal à +40dB/dec pour ne pas avoir une erreur de poursuite). Pour que ces spécifications soient respectées, il faut que le module de la réponse fréquentielle de  $T_q(\Delta)$  reste en dessous du module de la réponse fréquentielle de W(s).



FIGURE 1.13 - Illustration de transfert nominal, transfert incertain et les spécifications

En effet, comme  $T_g(\Delta)$  représente une infinité de modèle qui sont obtenus pour des valeur particulière de  $\Delta$ , le module de sa réponse fréquentielle  $|T_s\Delta, i\omega|$  représente une infinité de courbe. Cela est illustré dans la figure 1.13.

Pour assurer que le réseau soit synchronisé malgré les incertitudes qui interviennent, il faut vérifier que tout les modules de la réponse fréquentielle de  $|T_g(\Delta, i\omega)|$  soient en dessous de celui de  $|W(i\omega)|, \forall \omega$ . En d'autres termes, vérifier que la borne supérieure de tout les transfert  $|T_g(\Delta, i\omega)|$  reste en dessous de  $|W(i\omega)|$ .

Le problème de synchronisation du réseau de PLL en présence d'incertitudes peut être formulé dans le cadre de la commande robuste comme un problème de performances. Une solution possible à ce problème est de calculer la borne supérieure minimale du module de la réponse fréquentielle de  $|T_g(\Delta)|$ notée  $\gamma$  pour chaque fréquence  $\omega_i$ . Ce problème peut être énoncé comme suit :

Problème 1 (Problème d'analyse de performances robustes).

$$\min_{\gamma} \qquad \gamma(i\omega))$$

$$tel que \qquad |T_g(\Delta, i\omega))| < \gamma(i\omega)) \qquad \forall \Delta \in \underline{\Delta}$$
(1.9)

Ce test doit être effectué pour toutes les fréquences, c'est-à-dire  $\omega \in [0, +\infty]$ , ce que définit une borne supérieure  $\gamma(i\omega)$  pour toutes les fréquences. Si  $|T_g(\Delta)| < \gamma(i\omega) < |W(i\omega)|$  pour  $\omega \in [0, +\infty]$ , les spécifications sont respectées et le réseau est synchronisé.

Sans perte de généralité, et dans le reste du rapport, tous les théorèmes, les définitions. . .seront introduits pour une pulsation fixée  $\omega$ ; c'est-à-dire que nous allons faire l'analyse fréquentielle fréquence par fréquence. Dans le chapitre suivant, nous allons présenter une approche mathématique pour remédier au problème formulé. Elle sera présentée d'une manière générale sans rentrer dans les détails. Elle pourra être, ensuite, utilisée dans d'autre problèmes.

# **Chapitre 2**

# Analyse de performance

A la fin du chapitre précédent, nous avons formulé le problème d'analyse de performance robuste du réseau de PLL. Nous présentons dans ce chapitre l'outil mathématique que nous allons utiliser, la séparation des graphes, ainsi que son contexte. Ensuite, nous présentons deux approches pour L'analyse de performance robuste du réseau : directe et hiérarchisée.

## 2.1 Approche entrée sortie

L'approche entrée sortie consiste à étudier les propriétés d'un opérateur, en utilisant ses signaux entrée sortie. Elle a comme finalité de construire des critères mathématiques de stabilités et de performances. Elle a apparu au moment où la théorie de Lyapunov était le seul outil pour évaluer la stabilité des systèmes non linéaires. Dans cette approche, un opérateur est dit stable si face à des entrées bornées sa réponse est bornée. Les premiers travaux concernant cette approche peuvent être trouvés dans [San64], [San65], [Zam66a] et [Zam66b]. Ils donnent des techniques pour évaluer la stabilité de l'interconnexion de deux opérateurs : théorème du petit gain, de passivité et le théorème du secteur conique. Malgré que le théorème du petit gain et de passivité sont des cas particuliers du théorème du secteur conique, ce dernier n'était pas vraiment rencontré dans la littérature comme les deux premiers. Une généralisation des travaux précédents peut être trouvée dans [Saf80]; elle est connue sous le nom théorème de séparation des graphes. Tous les autre résultats ne sont que des cas particuliers de ce théorème. Il est considéré comme le résultat le plus important de l'approche entrée sortie.

Nous allons présenter quelques notions et théorèmes issus de cet approche sans rentrer dans les détails.

### 2.1.1 Notion de dissipativité

Chaque mesure de performance peut être exprimée en tant qu'une propriété de dissipativité ; c'est-àdire qu'un système avec une performance souhaitée P sera dit un système  $\{X_P, Y_P, Z_P\}$  dissipatif.

**Définition 1.** [DKS14] Soit une matrice Hermitienne  $\Phi = \begin{pmatrix} X & Y \\ Y^* & Z \end{pmatrix}$  avec  $X = X^* > 0, Z = Z^*, X \in \mathbb{C}^{n_z \times n_z}$  et  $Z \in \mathbb{C}^{n_w \times n_w}$ ;

alors le système H, qui a comme entrée w et z comme sortie, pour une pulsation donnée  $\omega_i$ , est dit  $\{X, Y, Z\}$  dissipatif si pour tout z et w non nuls vérifiant z = H(w) nous avons :

$$\begin{pmatrix} z \\ w \end{pmatrix}^* \begin{pmatrix} X & Y \\ Y^* & Z \end{pmatrix} \begin{pmatrix} z \\ w \end{pmatrix} < 0$$
 (2.1)

16

Les premières définitions de la dissipativité, dans le cadre du théorie de la passivité pour une pulsation fixée, sont données dans le domaine temporel, alors que la définition précédente est donnée dans le domaine fréquentiel. C'est en utilisant la transformé de Fourier des signaux z(t) et w(t) et le théorème de Parseval que cette définition est obtenue. Une analyse intéressante de la propriété de dissipativité et ses différents cas peut être trouvée dans [Jö11], [For11].

Dans le cas des systèmes linéaires à temps invariant (LTI) de la figure 2.1.



FIGURE 2.1 – Structure  $M - \Delta$  avec mesure de performance

Avec 
$$M \star \Delta = (M_{22} + M_{21}\Delta(I - M_{11}\Delta)^{-1}M_{12})$$
 et  $\Delta \in \underline{\Delta}$   
 $M_{11} \in \mathbb{C}^{n_q \times n_p}, M_{12} \in \mathbb{C}^{n_q \times n_w}, M_{21} \in \mathbb{C}^{n_z \times n_p}, M_{22} \in \mathbb{C}^{n_z \times n_w}$   
La définition de dissipativité devient :

**Définition 2.** Soit une matrice Hermitienne  $\Phi = \begin{pmatrix} X & Y \\ Y^* & Z \end{pmatrix}$  avec  $X = X^* \ge 0, Z = Z^*, X \in \mathbb{C}^{n_z \times n_z}$  et  $Z \in \mathbb{C}^{n_w \times n_w}$ ;

alors le système G, qui a comme entrée w et z comme sortie, pour une pulsation donnée  $\omega_i$ , est dit  $\{X, Y, Z\}$  dissipatif si pour tout z et w non nuls vérifiant z = Gw

$$\begin{pmatrix} G \\ I \end{pmatrix}^* \begin{pmatrix} X & Y \\ Y^* & Z \end{pmatrix} \begin{pmatrix} G \\ I \end{pmatrix} < 0$$
 (2.3)

### 2.1.2 Théorème de performance et de dissipativité robustes

La question qui se pose, comment peut-on définir une propriété de dissipativité pour un système interconnecté avec un système incertain ? Cela revient à introduire la notion de performance robuste qui est la même chose qu'une propriété de dissipativité robuste.

**Définition 3** (Performance et dissipativité robuste). Pour une pulsation donnée  $w_i$ , le transfert  $M \star \Delta$ de la figure 2.1, est dit  $\{X_P, Y_P, Z_P\}$  dissipatif pour tout  $\Delta \in \underline{\Delta}$ , s'il existe une matrice Hermitienne  $\Phi_p = \begin{pmatrix} X_P & Y_P \\ Y_P^* & Z_P \end{pmatrix}$  avec  $X_P = X_P^* \ge 0$ ,  $Z_P = Z_P^*$ ,  $X_P \in \mathbb{C}^{n_z \times n_z}$  et  $Z_P \in \mathbb{C}^{n_w \times n_w}$  tel que :  $\begin{pmatrix} (M \star \Delta) \\ I \end{pmatrix}^* \begin{pmatrix} X_P & Y_P \\ Y_P^* & Z_P \end{pmatrix} \begin{pmatrix} (M \star \Delta) \\ I \end{pmatrix} < 0 \quad \forall \Delta \in \underline{\Delta}$  (2.4)

Khaled Laib

On dit que  $M \star \Delta$  est  $\{X_P, Y_P, Z_P\}$  dissipatif.

Le choix de  $\Phi_p$  détermine la mesure de performance considérée. Par exemple, si  $\Phi_p = \begin{pmatrix} I & 0 \\ 0 & -\gamma^2 I \end{pmatrix}$ , cela veut dire  $|M \star \Delta| < \gamma$  qui n'est rien d'autre que le  $\mathcal{L}_2$  du transfert  $G = M \star \Delta$  si  $\gamma$  est constante  $\forall \omega$ 

En utilisant le théorème de séparation des graphes avec la S-procédure, le théorème de performance robuste donne un moyen pour assurer la performance robuste définie dans la définition 3 [Jö11], [DKS14].

**Théorème 1** (Théorème de performances robustes). La mesure de performance donnée dans la définition 3 est assurée pour tout  $\Delta \in \underline{\Delta}$ , si et seulement si, il existe une matrice Hermitienne

$$\Phi_{\Delta} = \begin{pmatrix} X_{\Delta} & Y_{\Delta} \\ Y_{\Delta}^{*} & Z_{\Delta} \end{pmatrix} \text{ avec } X_{\Delta} = X_{\Delta}^{*} \ge 0, \ Z_{\Delta} = Z_{\Delta}^{*}, \ X_{\Delta} \in \mathbb{C}^{n_{p} \times n_{p}} \text{ et } Z_{\Delta} \in \mathbb{C}^{n_{q} \times n_{q}} \text{ tel que :} \\ \begin{pmatrix} \Delta \\ I \end{pmatrix}^{*} \begin{pmatrix} X_{\Delta} & Y_{\Delta} \\ Y_{\Delta}^{*} & Z_{\Delta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Delta \\ I \end{pmatrix} \ge 0 \quad \forall \Delta \in \underline{\Delta}$$

$$(2.5)$$

et:

$$\begin{pmatrix} I\\ M \end{pmatrix}^* \begin{pmatrix} X_{\Delta} & 0 & Y_{\Delta} & 0\\ 0 & X_P & 0 & Y_P\\ \hline Y_{\Delta}^* & 0 & Z_{\Delta} & 0\\ 0 & Y_P^* & 0 & Z_P \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I\\ M \end{pmatrix} < 0$$

$$(2.6)$$

Une démonstration de ce théorème peuvent être trouvée dans [Jö11] et [DKS14].

Ce théorème nous donne des condition nécessaire et suffisante pour avoir des performances robustes en vérifiant les deux inégalités (2.5) et (2.6). La première inégalité (2.5) doit être vérifié pour tout  $\Delta \in \underline{\Delta}$ , ce qui n'est pas pratique car une infinité de test doit être réalisée pour chaque pulsation  $\omega_i$ . Pour remédier à ce problème, une certaine paramétrisation de  $\Phi_{\Delta}$  peut être utilisée pour effectuer le test de la performance robuste d'une manière efficace et pratique. Dans la suite et sans perte de généralité, nous allons supposer que les incertitudes forment un bloc carré, c'est-à-dire  $n_p = n_q$ .

### **2.1.3** Paramétrisation de $\Phi_{\Delta}$

Comme l'inégalité (2.5) définit un nombre infini de contraintes qui ne peuvent pas être résolues d'une manière efficace, les performances robustes définissent un problème d'optimisation LMI semi infinie. L'inégalité (2.5) peut être résolue a priori en choisissant une paramétrisation appropriée de  $\Phi_{\Delta}$ . Dans ce cas, pour une pulsation  $\omega_i$  donnée, les performances robustes deviennent un problème d'optimisation LMI à dimension finie [BV04].

Après avoir normalisé le bloc d'incertitude  $\Delta$  ( $||\Delta|| < 1$ ), nous définissons une paramétrisation de  $\Phi_{\Delta}$  tel que l'inégalité (2.5) est toujours vérifiée. C'est à dire nous allons définir un ensemble  $\underline{\Phi}_{\Delta}$  d'e matrice  $\Phi_{\Delta}$  pour lequel la condition (2.5) est toujours vérifiée. Ce choix de paramétrisation dépend essentiellement de la nature de  $\Delta$ . Une fois cette paramétrisation est choisie, il suffit de tester la condition (2.6) pour au moins un  $\Phi_{\Delta} \in \underline{\Phi}_{\Delta}$  pour assurer la performance robuste. Dans ce cas, le théorème 1 nous donne que des conditions suffisantes ( $\Phi_{\Delta}$  a été limité par la paramétrisation considérée). Les résultats que nous allons avoir peuvent être conservatifs. Cependant, ce conservatisme peut être réduit selon la
paramétrisation utilisée.

Nous allons présenter quelques paramétrisations rencontrées dans la littérature et qui seront utilisées tout au long de cette thèse. Elles ne correspondent pas seulement à notre problème de réseau de PLL. Comme cette approche sera utilisée pour d'autres problèmes de natures différentes, nous allons présenter ces paramétrisations d'une manière générale.

## **Paramétrisation** D

Pour couvrir les dynamiques non modélisée ou négligée, des incertitudes complexe peuvent être utilisées. Cet ensemble d'incertitudes est donné par :

$$\underline{\mathbf{\Delta}}_{D} = \left\{ \Delta \in \mathbb{C}^{n \times n} | \Delta = \operatorname{bdiag}(\Delta_{1}, \dots, \Delta_{m}) \text{ avec } \Delta_{i} \in \mathbb{C}^{k_{i} \times k_{i}}, \ |\Delta_{i}| < 1 \text{ et } \sum_{i=1}^{m} k_{i} = n \right\}$$
(2.7)

où *m* est le nombre d'incertitudes,  $k_i$  est la taille de  $\Delta_i$  et *n* la taille de  $\Delta$ . La paramétrisation correspondante à cet ensemble d'incertitude est donnée par [SP05]<sup>1</sup>:

$$\Phi_{\Delta}^{D} = \left\{ \Phi_{\Delta} | \Phi_{\Delta} = \begin{pmatrix} -D & 0 \\ 0 & D \end{pmatrix} \text{ avec } D = \text{bdiag}(d_{1}I_{k_{1}}, \dots, d_{m}I_{k_{m}}) \mid d_{k} \in \mathbb{R} \text{ et } d_{k} > 0 \right\}$$
(2.8)

#### **Paramétrisation** DG

Dans le cas où nous avons des paramètres physiques incertains, les incertitudes paramétriques peuvent être utilisées. Cet ensembles d'incertitudes est donné par :

$$\underline{\Delta}_{DG} = \left\{ \Delta \in \mathbb{R}^{n \times n} | \Delta = \text{bdiag}(\delta_1 I_{k_1}, \dots, \delta_m I_{k_m}) \quad \text{avec} \quad \delta_i \in \mathbb{R} \ |\delta_i| < 1 \ \text{et} \ \sum_{i=1}^m k_i = n \right\}$$
(2.9)

où *m* est le nombre d'incertitudes,  $k_i$  est la taille de  $\Delta_i$  et *n* la taille de  $\Delta$ . Si le scalaire  $k_i > 1$ , nous disons que le paramètre physique incertain *i* est répété ; c'est-à-dire qu'il apparaît  $k_i$  fois dans le modèle. Une paramétrisation de cet ensemble d'incertitudes peut être donnée par [Sch07]<sup>2</sup> :

$$\Phi_{\Delta}^{DG} = \left\{ \Phi_{\Delta} | \Phi_{\Delta} = \begin{pmatrix} -D & G \\ G^* & D \end{pmatrix} \text{avec} \left\{ \begin{array}{cc} D = \text{bdiag}(D_1, \dots, D_m) & | & D_k = & D_k^* \in \mathbb{C}^{k_i \times k_i} & \text{et } D_k > 0 \\ G = \text{bdiag}(G_1, \dots, G_m) & | & G_k = -G_k^* \in \mathbb{C}^{k_i \times k_i} & \end{array} \right\} \right\}$$

$$(2.10)$$

La paramétrisation mixte D/DG peut être utilisée dans le cas où nous avons des incertitudes mixtes, c'est-à-dire, complexes et paramétriques où certains bloc de G qui correspondent aux incertitude dynamiques seront nuls [FTD91].

#### **Paramétrisation** DGL

Comme  $\Phi_{\Delta}$  a été limité par la paramétrisation DG, un conservatisme apparaît. Les auteurs de [SBBF07] ont proposé une nouvelle paramétrisation pour réduire ce conservatisme dans le cas où nous avons des incertitudes réelles. En effet, il est possible de représenter le système G de la figure 2.1 de manière équivalente par un ensemble non standard d'incertitudes  $\underline{\Delta}_s$  et une matrice appropriée  $M_s$  tel que

<sup>1.</sup> Cette paramétrisation traduit le fait que les incertitudes constituent des blocs diagonaux

<sup>2.</sup> La partie D de cette paramétrisation traduit le fait que les incertitudes sont diagonales répétées alors que la partie G traduit le fait que l'incertitude est réelle. Plus de détails dans [Sch07]

 $M \star \Delta = M_{NS} \star \Delta_{NS}$  et  $\Delta_{NS} \in \underline{\Delta}_{DGL}$ . Soit *m* le nombre d'incertitudes considérées. Chaque incertitude est répétée  $k_i$  fois avec  $\sum_{i=1}^{m} k_i = n$  comme dans la paramétrisation DG. Soit  $\delta = [\delta_1 \dots \delta_m]^T \in \mathbb{R}^m$  le vecteur regroupant ces incertitudes. L'ensemble  $\Delta_{NS}$  est donné par :

$$\underline{\Delta}_{DGL} = \left\{ \Delta \in \mathbb{R}^{mn \times n} | \Delta = \delta \otimes I_n \quad \text{avec} \quad \delta_i \in \mathbb{R}, \ |\delta_i| < 1 \text{ et } \sum_{i=1}^m k_i = n \right\}$$
(2.11)

⊗ représente le produit de Kronecker [Bew78]. La paramétrisation de cet ensemble d'incertitudes est donnée par<sup>3</sup>

$$\Phi_{\Delta}^{DGL} = \begin{cases} \Phi_{\Delta} | \Phi_{\Delta} = \begin{pmatrix} -D + iL & G \\ G^* & \sum_{k=1}^{m} D_k \end{pmatrix} \text{avec} \begin{cases} L = \begin{pmatrix} 0 & V_{1,2} & \dots & V_{1,m-1} \\ -V_{1,2} & 0 & \ddots & V_{2,m-1} \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ -V_{1,m-1} & \dots & V_{m-1,m-1} \end{pmatrix} \\ D = \text{bdiag}(D_1, \dots, D_m) \\ G^* = [G_1^*, \dots, G_m^*] \end{cases} \end{cases}$$
Takewa t D = D^\* \in \mathbb{C}^{n \times n} D > 0 C = C^\* \in \mathbb{C}^{n \times n} at  $V = V_{-1}^T \in \mathbb{D}^{n \times n}$ 

$$(2.12)$$

Tel que :  $D_k = D_k^* \in \mathbb{C}^{n \times n}, D_k > 0$   $G_k = -G_k^* \in \mathbb{C}^{n \times n}$  et  $V_{i,j} = V_{i,j}^T \in \mathbb{R}$ 

Après avoir présenté, brièvement, les outils de l'approche entrée sortie que nous allons utiliser ; nous revenons à notre problème de performance de réseau de PLL. Dans la section suivante, nous présentons l'approche classique utilisée pour ce type de problème.

#### **Approche directe** 2.2

L'approche directe pour analyser la performance robuste d'un système incertain, en utilisant la commande robuste, consiste à les analyser dans une seule étape en utilisant la structure  $M - \Delta$  de la figure 1.6. Pour évaluer la performance robuste d'un réseau de PLL, le modèle de la figure 1.12 doit être transformé en une structure  $M - \Delta$  classique de la figure 1.6. Pour cela, les incertitudes de toutes les PLL (les  $\delta_k^i$  et les  $\delta_a^i$ ) doivent être extraites et regroupées dans un seul bloc. Nous allons utiliser la paramétrisation DG ( $\Delta \in \underline{\Delta}_{DG}$ ). Le nouveau bloc d'incertitudes  $\Delta$  donné par :

$$\tilde{\Delta} = \text{bdiag}(\delta_k^1, \dots, \delta_k^{16}, \delta_a^1, \dots, \delta_k^{16})$$
(2.13)

que les partie G et L traduisent le fait que ce sont des incertitudes réels. Plus de détails dans [SBBF07]

<sup>3.</sup> La partie *D* de cette paramétrisation traduit le fait que les incertitudes sont diagonales par partie :  $\begin{pmatrix} \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & \delta_1 \\ \vdots \\ \vdots \\ \frac{1}{\delta_m & \dots & 0} \\ \vdots & \ddots & \vdots \end{pmatrix}$ ; alors

L'extraction de différentes  $\delta_k^i$  et  $\delta_a^i$  du modèle de la figure 1.12 donne le modèle de la figure 2.2.



FIGURE 2.2 – Modèle incertain du réseau avec le bloc  $\tilde{\Delta}$ 

Pour transformer le modèle de la figure 2.2 en structure  $M - \Delta$  nécessaire pour faire l'analyse de performance, nous allons utiliser la transformation linéaire fractionnaire LFT entre  $\hat{M}$  et  $M_{int}$ . Cela nous donne le modèle de la figure 2.3.



FIGURE 2.3 – Modèle  $M - \Delta$  du réseau de PLL

Une fois la structure  $M - \Delta$  du réseau est établie, l'analyse de performance robuste en une seule étape peut être faite. Notre problème est de calculer une borne supérieure, notée  $\gamma$ , en utilisant la paramétrisation DG. Pour le transfert  $\tilde{M} \star \tilde{\Delta}$ , une propriété de dissipativité peut être choisie comme  $\Phi_p = \begin{pmatrix} I & 0 \\ 0 & -\gamma^2 I \end{pmatrix}$ . Comme la paramétrisation utilisée est la DG; et en appliquant le théorème 1, le problème défini en (1.9) devient :

$$\begin{array}{ll}
\min_{\gamma^2} & \gamma^2 \\
\text{tel que} & \left( \begin{matrix} I \\ \tilde{M} \end{matrix} \right)^* \begin{pmatrix} -\underline{D} & 0 & | & \underline{G} & 0 \\ 0 & I & 0 & 0 \\ \hline \underline{G}^* & 0 & | & \underline{D} & 0 \\ 0 & 0 & | & 0 & -\underline{\gamma}^2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I \\ \tilde{M} \end{pmatrix} < 0
\end{array}$$
(2.15)

Les variables de décision (à optimiser) sont D, G et  $\gamma^2$ . La borne supérieure  $\gamma^2$  représente l'amplification maximale au carré de tout les transferts  $\tilde{M} \star \tilde{\Delta}$ . Elle sera calculée pour tout les  $\tilde{\Delta}$  qui satisfont la paramétrisation DG.

Nous avons essayé de réduire le conservatisme des résultats précédents en utilisant la paramétrisation DGL après la transformation de  $\tilde{\Delta}$  et  $\tilde{M}$  pour être compatible avec cette paramétrisation. Le nombre de variable de décision devient beaucoup plus important et MatLab n'a pas pu trouvé une solution au problème en un temps raisonnable. C'est pour cette raison nous ne présentons que les résultats de la paramétrisation DG. Les résultats obtenus sont illustrés dans la figure 2.4. Cette figure représente le transfert nominal  $T_g$  ( $\tilde{\Delta} = 0$ ) et l'amplification maximale  $\gamma$  calculée avec la méthode directe.



FIGURE 2.4 – Analyse de performance avec l'approche directe

Ces résultats montrent que nous avons un pique de 6dB max, une pulsation de coupure  $\omega_c = 80 rad/s$  et une pente de +40dB/dec en basses fréquences qui veut dire que les spécifications sur les performances du réseau sont satisfaites ; et la synchronisation est assurée.

Malgré que les résultats obtenus sont acceptables, le temps de calcul nécessaire pour les avoir vaut 385.6 secondes<sup>4</sup>. Ce temps de calcul augmentera dans plusieurs cas :

- plus d'incertitude dans chaque PLL;
- la taille du réseau devient plus grande, ce qui est le cas dans les applications industrielles ;
- utiliser d'autre type de paramétrisation pour réduire le conservatisme.

Pour ces raisons, il est intéressant de réduire ce temps de calcul quand il est nécessaire. Cela peut introduire un conservatisme dans les résultats car plus le temps de calcul est grand plus de précision nous allons avoir<sup>5</sup>. C'est dans ce contexte qu'un compromis entre la précision de calcul et le temps demandé doit être établi et étudié. La section suivante présente une autre approche pour évaluer la performance robuste du réseau tout en révelant le compromis possible.

# 2.3 Approche hiérarchique

Nous avons vu que l'analyse de performance robuste avec l'approche directe pour un système de grande dimension est couteuse en temps de calcul. L'approche hiérarchique présente une alternative pour remédier à ce ce problème. Elle se fait en plusieurs étapes en fonction de la complexité du système : étapes locales et étapes globales [Saf83].

# Étape locale

Cette étape concerne la caractérisation des différents sous systèmes en cherchant un ensemble de relations et des contraintes sur leurs entrées sorties ; c'est-à-dire trouver des propriétés de dissipativité.

<sup>4.</sup> Les simulations ont été faites sous MatLab 8.1 avec un ordinateur de configuration suivante : 32 GHz de mémoire vive et un microprocesseur Intel(R) Core(TM) i7-47770 CPU @ 3.40GHz

<sup>5.</sup> Il est possible de réduire le temps de calcul en choisissant la paramétrisation D au lieu de DG car le nombre de variable de décision diminue; mais nous allons perdre en terme de précision car la paramétrisation D ne traduit pas l'effet que les incertitudes sont réelles

# Étape globale

Une fois que toutes les caractérisations des différents sous systèmes sont connues, elles seront utilisées pour remplacer les sous systèmes. Le système à grande dimension ne contient que les propriétés de dissipativité trouvées. Ensuite, le transfert global doit être caractérisé de la même manière, les relations décrivant les entrées sorties de ce dernier peuvent être calculées.

La complexité de chaque étape dépend du système étudié. Il est important de remarquer que la notion d'étape locale et globale n'est qu'une notion relative en fonction de complexité du réseau et le niveau ou la couche considéré. Par exemple, ce qui est considéré comme une étape globale pour un système, peut être considéré comme une étape locale si ce dernier fait partie d'un autre système à grande dimension.

Dans la suite, nous allons étudier le problème de performance robuste de réseau de PLL et nous allons expliquer et donner plus de détails pour chaque étape et la procédure utilisée.

# **Chapitre 3**

# L'analyse hiérarchisée de réseaux de PLL

L'évaluation de performance robuste du réseaux de PLL consiste toujours à résoudre le le problème 1.9. Pour simplifier l'analyse, ce dernier sera décomposé en deux sous problèmes : sous problème local et global.

Dans ce chapitre, nous allons présenter l'approche hiérarchisée d'analyse de performance robuste. Nous allons présenter les deux étapes de cette approche et les propriétés de dissipativité utilisées. Nous présentons également notre nouvelle propriété de dissipativité pour l'étape locale. Nous terminerons ce chapitre avec une comparaison entre les différentes approches hiérarchiques et l'approche directe.

Dans l'étape locale, nous allons caractériser les différents sous systèmes  $T_s^i(\Delta_s^i)$  par un ensemble de propriété de dissipativité tel que l'ensemble de signaux de signaux générés par  $T_s^i(\Delta_s^i)$  soit complètement décrit par cette propriété de dissipativité. Ensuite, nous allons remplacer chaque sous système  $T_s^i(\Delta_s^i)$ , dont les incertitudes sont structurées, par un sous système  $T_u^i(\Delta_u^i)$ , dont les incertitudes sont non structurées, tel que  $T_u^i(\Delta_u^i)$  respecte la même propriété de dissipativité que  $T_s^i(\Delta_s^i)$ . Cette idée est intéressante d'un point de vue calcul, car l'évaluation de performance de  $T_s^i(\Delta_s^i)$  prend plus de temps que celle de  $T_u^i(\Delta_u^i)$ . Comme les incertitudes non structurées sont plus facile à analyser, le temps de calcul va diminuer. Par contre, un conservatisme apparait car les signaux générés par  $T_u^i(\Delta_u^i)$  ne sont qu'une sur approximation des signaux générés par  $T_s^i(\Delta_s^i)^{-1}$ . Le principe de l'étape locale est illustré dans la figure 3.1.



FIGURE 3.1 – Étape locale de l'analyse hiérarchisée

Ce qui remarquable dans l'étape locale est que la boucle de rétroaction est connue pour ses propriétés de robustesse, c'est-à-dire que les propriété entrée sortie ne dépendent pas des incertitudes pour une

<sup>1.</sup> Ce conservatisme peut être réduit en utilisant plusieurs propriétés de dissipativité et en changeant le type de paramétrisation de  $\Delta$ .

certaine plages de fréquence. Comme le réseau de PLL contient plusieurs niveaux de rétroaction, ses propriété entrée sortie sont peu influencées par ces incertitudes. Comme les sous systèmes (les différentes PLL) sont homogènes, c'est-à-dire qu'ils contiennent la même partie certaine, l'étape locale peut être faite une seule fois pour une seule PLL; alors les écritures  $T_s^i(\Delta_s^i)$  et  $T_u^i(\Delta_u^i)$  sont remplacées par  $T_s(\Delta_s)$ et  $T_u(\Delta_u)$ . Une fois que l'étape locale est faite, la performance du réseau peut être évaluée. Dans cette étape, l'étape globale, le réseau ne contient que les sous systèmes  $T_u(\Delta_u)$  comme il est illustré dans la figure 3.2. Ces derniers seront considérés comme des incertitudes appartenant à un certain ensemble. Ensuite, l'évaluation de performance robuste sera faite de la même manière que pour l'approche directe.



FIGURE 3.2 – Réseau de PLLs après l'étape locale de l'analyse hiérarchisée

# 3.1 Étape locale

L'étape locale consiste à trouver des propriétés de dissipativité pour les sous systèmes. Pour cela, nous allons remplacer les systèmes  $T_s(\Delta_s)$  par des systèmes  $T_u(\Delta_u)$ . Ce dernier doit contenir toutes les entrées sorties générées par le premier; c'est-à-dire les entrées sorties de tout les deux doivent avoir la même propriétés de dissipativité.

Pour une pulsation donnée  $\omega_0$ , si nous évaluons  $T_s(\Delta_s)$  et  $T_u(\Delta_u)$  en variant  $\Delta_s$  dans  $\underline{\Delta}_s$  et  $\Delta_u$  dans  $\underline{\Delta}_u$ avec  $\underline{\Delta}_u = \{\Delta_u \in \underline{\Delta}_u | |\Delta_u| \le 1\}$ ; nous allons avoir les deux ensembles  $H_u = \{T_u(\Delta_u, i\omega_i), \forall \Delta_u \in \underline{\Delta}_u\}$ et  $H_s = \{T_s(\Delta_s, i\omega_i), \forall \Delta_s \in \underline{\Delta}_s\}$ .

Le problème de l'étape locale est de trouver le plus petit ensemble  $H_u$  tel que  $H_s \subset H_u$  ce qui définie une propriété de dissipativité  $\{X_P, Y_P, Z_P\}$ . Ces derniers seront l'objet de l'optimisation pour assurer les performances robustes du théorème 1 pour le système  $T_u(\Delta_u)$ . Comme  $H_s \subset H_u$ . Nous allons définir, pour l'ensemble  $H_u$ , trois propriétés de dissipativité avec leurs interprétations géométriques :

- un disque il sera noté  $H^d$ . Le but est d'optimiser la taille du disque en optimisant  $\{X_P^d, Y_P^d, Z_P^d\}$ tel que  $H_s \subset H_u^d$  ce qui définit une propriété de dissipativité  $\Phi_P^1 = \begin{pmatrix} X_P^d & Y_P^d \\ Y_P^{d^*} & Z_P^d \end{pmatrix}$ ;
- une bande, il sera noté  $H^b$ . Le but est d'optimiser la largeur de la bande en optimisant  $\{X_P^b, Y_P^b, Z_P^b\}$ tel que  $H_s \subset H_u^b$  ce qui définit une propriété de dissipativité  $\Phi_P^2 = \begin{pmatrix} X_P^b & Y_P^b \\ Y_P^{b*} & Z_P^b \end{pmatrix}$ ;
- un cône, il sera noté  $H^c$ . Le but est d'optimiser l'angle du cône en optimisant  $\{X_P^c, Y_P^c, Z_P\}$  tel

que  $H_s \subset H_u^c$  ce qui définit une propriété de dissipativité  $\Phi_P^3 = \begin{pmatrix} X_P^c & Y_P^c \\ Y_P^{c*} & Z_P^c \end{pmatrix}$ ;

Ces propriétés vont caractériser l'ensemble  $H_s$ . En d'autres mots, avoir les performances robustes pour  $T_s(\Delta_s)$  et cela  $\forall \Delta_s \in \underline{\Delta}_s$ .

# 3.1.1 Caractérisation avec un disque

Nous définissons les système  $T_u(\Delta_u) = c + r\Delta_u$  avec  $c \in \mathbb{C}$ ,  $r > 0 \in \mathbb{R}$  et  $\Delta_u \in \underline{\Delta}_u$ . La réponse fréquentielle de  $T_u(\Delta_u)$ , pour une pulsation donnée  $\omega_0$ , est l'ensemble  $H_u^d = \{c + r\Delta_u, \Delta_u \in \underline{\Delta}_u\}$ . Cet ensemble est un disque dans le plan complexe ; son centre est c et son rayon est r. Le but est de chercher le plus petit disque tel que l'ensemble  $H_s \subset H_u^d$ ,  $\forall \Delta_s \in \underline{\Delta}_s$ . Cela est illustré dans la figure 3.3.



FIGURE 3.3 – Une interprétation géométrique pour  $\{X_P^d, Y_P^d, Z_P^d\}$ 

Réécrivant  $T_u(\Delta_u)$  au  $T_u(\Delta_u) - c = r\Delta_u$ . Ajoutons la valeur absolue de deux cotés, nous obtiendrons  $|T_u(\Delta_u) - c| < r$ , car  $|\Delta_u| < 1$ . Cela peut être écrit comme une propriété de dissipativité sur  $T_u(\Delta_u)$ :

$$\begin{pmatrix} T_u(\Delta_u) \\ I \end{pmatrix}^* \begin{pmatrix} I & -c \\ -c^* & c^*c - r^2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} T_u(\Delta_u) \\ I \end{pmatrix} < 0 \quad \forall \Delta_u \in \underline{\Delta}_u$$
 (3.1)

Le disque défini par cette propriété sera de taille minimale si le rayon au carré  $r^2$  est le plus petit possible. L'inclusion  $H_s \subset H_u^d = \{c + r\Delta_u, \Delta_u \in \underline{\Delta}_u\}$  est vérifiée, c'est-à-dire  $T_s(\Delta_s)$  respecte la même propriété de dissipativité que  $T_u(\Delta_u)$  pour une pulsation  $\omega_i$ , si  $|T_s(\Delta_s) - c| < r(|\Delta_u| < 1)$ , ce qui donne :

$$\begin{pmatrix} T_s(\Delta_s) \\ I \end{pmatrix}^* \begin{pmatrix} I & -c \\ -c^* & c^*c - r^2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} T_s(\Delta_s) \\ I \end{pmatrix} < 0 \quad \forall \Delta_s \in \underline{\Delta}_s$$
 (3.2)

Ce qui définie une propriété de dissipativité  $\Phi_P^1 = \begin{pmatrix} I & -c \\ -c^* & c^*c - r^2 \end{pmatrix}$ . Pour vérifier que tous les transfert  $T_s(\Delta_s)$  respectent cette propriété, nous appliquons le théorème 1 pour avoir la condition de performances robustes suivantes

$$\begin{pmatrix} I & 0 & 0 \\ 0 & M_{21} & M_{22} \\ \hline 0 & I & 0 \\ 0 & M_{11} & M_{22} \\ \hline 0 & 0 & I \end{pmatrix}^* \begin{pmatrix} -I & I & 0 & c \\ I & 0 & 0 & 0 \\ \hline 0 & 0 & \Phi_\Delta & 0 \\ \hline -c^* & 0 & 0 & -r^2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I & 0 & 0 \\ 0 & M_{21} & M_{22} \\ \hline 0 & I & 0 \\ 0 & M_{11} & M_{22} \\ \hline 0 & 0 & I \end{pmatrix} < 0$$
(3.3)

Khaled Laib

Pour plus de détails, consulter l'annexe A.

Nous pouvons maintenant énoncer le problème d'optimisation robuste de l'étape locale pour trouver une propriété de dissipativité qui décrit un disque.

avec  $r^2 > 0 \in \mathbb{R}$  et  $c \in \mathbb{C}$  où \_ définit les variables de décision..

# Résultats

Nous présentons quelques résultats pour deux pulsation  $\omega = 160 rad/s$  et  $\omega = 480 rad/s$  en utilisant la paramétrisation DGL pour  $\Phi_{\Delta}$ .



 $H_u^d$  va couvrir un espace plus grand que l'ensemble  $H_s$  comme il est montrée dans les figures 3.4 et 3.5; cela va introduire un conservatisme dans les résultats obtenus. Pour cette raison, nous allons chercher un autre ensemble  $H_u^b$  qui, en intersection avec  $H_u^d$ , va couvrir moins d'espace dans le plan complexe. C'est à dire, l'ensemble obtenu  $H_u = H_u^d \cap H_u^b$  sera plus précis en terme de description de  $H_s$ .

# 3.1.2 Caractérisation avec une bande

Nous allons ajouter une nouvelle propriété de dissipativité pour mieux décrire l'ensemble  $H_u$  à la propriété du disque déjà calculée dans la section précédente. Donc,  $H_s$  sera inclus dans l'intersection des ensembles générés par ces deux propriétés  $H_u \subset H_u^d \cap H_u^b$ .

 $H_u^b$  correspond à une bande qui est définie dans le plan complexe comme l'intersection de deux demi plan  $H^b = H_u^{P_1} \cap H_u^{P_2}$ .



FIGURE 3.6 – Illustration du premier demi plan de la bande



FIGURE 3.7 – Illustration du deuxième demi plan de la bande

# Premier demi plan

Le premier demi plan est défini par l'ensemble  $H_u^{P_1}$  comme il est illustré dans la figure 3.6.  $H_u^{P_1}$  est le demi plan inférieur défini par la ligne  $l_1 = \{x \in \mathbb{C} | x^*n + n^*x = 2a_1\}$  où  $\vec{n} = [Re(n) \ Im(n)]^{T \ 2}$  est la normale à la ligne  $l_1$  et  $a_1 > 0$  est la plus petite distance de l'origine à la ligne  $l_1$ . L'ensemble  $H_u^{P_1}$  est défini par  $H_u^{P_1} = \{x \in \mathbb{C} | x^*n + n * x < 2a_1\}$ . Le but est de trouver le  $H_u^{P_1}$  avec  $a_1$  le plus petit possible tel que  $H_s \subset H_u^{P_1}$ . Donc,  $a_1$  doit être minimiser. Une relation pour assurer que  $H_s \subset H_u^{P_1}$  est donnée par :

$$\begin{pmatrix} T_s(\Delta_s) \\ I \end{pmatrix}^* \begin{pmatrix} 0 & n \\ n^* & -2a_1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} T_s(\Delta_s) \\ I \end{pmatrix} < 0 \quad \forall \Delta_s \in \underline{\Delta}_s$$
 (3.5)

Ce qui définie une propriété de dissipativité pour le premier demi plan. Elle est donnée par  $\Phi_P^{P_1} = \begin{pmatrix} 0 & n \\ n^* & -2a_1 \end{pmatrix}$ . De la même manière que pour la caractérisation du disque, et en appliquant le théorème 1, le problème d'optimisation robuste est donné par :

avec  $a_1 > 0 \in \mathbb{R}$  et la normale  $\vec{n}$  fixée.

#### Deuxième demi plan

Le deuxième demi plan est défini par l'ensemble  $H_u^{P_2}$  comme il est illustré dans la figure 3.7.  $H_u^{P_2}$  est le demi plan supérieur défini par la ligne  $l_2 = \{x \in \mathbb{C} | x^*n + n^*x = 2a_2\}$  où  $\vec{n} = [Re(n) \ Im(n)]^T$  est la normale à la ligne  $l_2$  et  $a_2 > 0$  est la plus petite distance de l'origine à la ligne  $l_1$ . L'ensemble  $H_u^{P_2}$  est défini par  $H_u^{P_2} = \{x \in \mathbb{C} | x^*n + n * x > 2a_2\}$ . Le but est de trouver le  $H_u^{P_1}$  avec le plus grand  $a_2$  tel que  $H_s \subset H_u^{P_1}$ . Donc,  $a_2$  doit être maximiser. Une relation pour assurer que  $H_s \subset H_u^{P_2}$  est donné e par :

$$\begin{pmatrix} T_s(\Delta_s) \\ I \end{pmatrix}^* \begin{pmatrix} 0 & -n \\ -n^* & 2a_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} T_s(\Delta_s) \\ I \end{pmatrix} < 0 \quad \forall \Delta_s \in \underline{\Delta}_s$$
 (3.7)

<sup>2.</sup> Par la suite, un nombre complexe n peut définir un vecteur dans le plans complexe qui sera noté  $\vec{n} = [Re(n) \ Im(n)]^T$ 

Ce qui définie une propriété de dissipativité  $\Phi_P^{P_2} = \begin{pmatrix} 0 & -n \\ -n^* & 2a_2 \end{pmatrix}$ . De la même manière que pour la caractérisation du disque, et en appliquant le théorème 1, le problème d'optimisation robuste est donné par :

$$\max_{a_2} \qquad a_2$$

$$\operatorname{tel} \operatorname{que} \left( \begin{matrix} I \\ M \end{matrix} \right)^* \left( \begin{matrix} \frac{X_\Delta}{0} & 0 & | & \frac{Y_\Delta}{0} & 0 \\ \hline \frac{Y_\Delta}{0} & 0 & | & \frac{Z_\Delta}{0} & 0 \\ \hline 0 & -n^* & | & 0 & 2\underline{a_2} \end{matrix} \right) \left( \begin{matrix} I \\ M \end{matrix} \right) < 0$$

$$(3.8)$$

avec  $a_2 > 0 \in \mathbb{R}$  et la normale  $\vec{n}$  fixée.

### Bande

La bande est définie par l'intersection de deux demi plans définis précédemment  $H_u^b = H_u^{P_1} \cap H_u^{P_2}$  comme il est illustré dans la figure 3.8.



FIGURE 3.8 – Illustration de la bande

Le but est de minimiser la largeur de cette bande. Pour cela, nous définissons d comme étant la largeur tel que  $d = a_1 - a_2^3$ . En utilisant les conditions (3.6) et (3.8)

<sup>3.</sup> Cela est équivalent à minimiser  $a_1$  et maximiser  $a_2$ 

avec  $d > 0 \in \mathbb{R}$  et la normale  $\vec{n}$  à optimiser<sup>4</sup>. La propriété de dissipativité d'une bande  $\Phi_P^2 = \begin{pmatrix} X_P^b & Y_P^b \\ Y_P^{b^*} & Z_P^b \end{pmatrix}$ est donnée par l'intersection des eux demi plans, c'est-à-dire la sommation de leurs propriétés de dissipativité  $\Phi_P^{P_1}$  et  $\Phi_P^{P_2}$ .

#### Résultats

L'introduction de la bande en intersection avec le disque  $H_u = H_u^d \cap H_u^b$ , permet de mieux décrire  $H_u$  et de réduire l'espace occupé par ce dernier comme il est montrée dans les figures 3.9 et 3.10. Cela va diminuer le conservatisme dans l'étape globale de l'analyse.



pour  $\omega = 160 rad/s$ 

pour  $\omega = 480 rad/s$ 

Une remarque que nous avons pu faire est que la forme de l'ensemble  $H_s$  peut être bien décrit si nous utilisons un cône au lieu d'une bande vu la forme de la réponse fréquentielle. Cela représente notre première contribution dans cette thèse.

#### 3.1.3 Caractérisation avec un cône

Pour réduire le conservatisme des résultats précédents, nous allons introduire une nouvelle propriété de dissipativité. C'est la caractérisation de l'ensemble  $H_u$  avec un cône, bien-sur en addition à la caractérisation du disque déjà obtenue, pour mieux décrire l'ensemble  $H_u$ .

Le cône est défini par son centre du cône avec un point  $P \in \mathbb{C}$ , fixé, qui défini l'intersection de deux demi plans définis par les deux ligne  $l_1$  et  $l_2$ . Ces lignes sont données par :

 $l_1 = \{x \in \mathbb{C} | x^* n_1 + n_1^* x = P^* n_1 + n_1^* P\} \text{ et } l_2 = \{x \in \mathbb{C} | x^* n_2 + n_2^* x = P^* n_2 + n_2^* P\}.$ 

Les deux lignes passent part le point P. La quantité  $P^*n_i + n_i^*P$  est égale à deux fois la projection du vecteur  $\vec{OP}$  sur la normale  $\vec{n_i} = [Re(n_i) \ Im(n_i)]^T$  et le point O étant l'origine du plan. Pour minimiser l'angle  $\alpha$  entre les deux lignes  $l_1$  et  $l_2$ , nous allons optimiser l'orientation de chaque demi plan  $\vec{n_1}$  =  $[Re(n_1) \ Im(n_1)]^T$  et  $\vec{n_2} = [Re(n_2) \ Im(n_2)]^T$ , de tel façon que l'angle  $\alpha$  soit minimiser. Cette idée est illustrée par la figure 3.11.

<sup>4.</sup> Il a été montré dans les travaux de [DKS14] que l'orientation de la bande doit être optimisée pour avoir le plus petit ensemble  $H_u = H_u^b \cap H_u^d$ 



FIGURE 3.11 – Illustration de l'idée du cône

# Premier demi plan

Le premier demi plan, notée  $H_u^{c_1}$  est caractérisé par le point P ainsi que son vecteur associé  $\vec{P}^5$  et la normale  $\vec{n_1} = [Re(n_1) \ Im(n_1)]^T$ . Cela est illustré par la figure 3.12.



FIGURE 3.12 – Illustration du premier demi plan du cône



FIGURE 3.13 – Illustration du deuxième demi plan du cône

L'inclusion  $H_s \subset H_u^{c_1}$  est assurée si la projection de tout les points de l'ensemble  $H_s$  sur la normale  $\vec{n_1}$  est plus petite que la projection de  $\vec{P}$  sur la même normale  $\vec{n_1}$ . Alors, ce problème peut être formulé comme suit <sup>6</sup> :

$$\min_{Im(n_1)} Im(n_1)$$
tel que  $\vec{T_s}(\Delta_s) \ \vec{n_1} < \vec{P} \ \vec{n_1} \qquad \forall \Delta_s \in \underline{\Delta}_s$ 
(3.10)

où  $\vec{T_s}(\Delta_s)$  représente un point de l'ensemble  $H_s$ . Il est donné par  $\vec{T_s}(\Delta_s) = [Re(\vec{T_s}(\Delta_s)) \ Im(\vec{T_s}(\Delta_s))]$ . Cette condition précédente peut être réécrite en fonction de nombres complexes; nous allons avoir :

<sup>5.</sup> Comme le point O est l'origine du plan, nous écrivons  $\vec{P}$  au lieu de  $\vec{OP}$ , car  $\vec{O} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \end{bmatrix}^T$ 

<sup>6.</sup> Cette formulation est possible après avoir normalisé Re(n) tel que Re(n) = 1, alors la seule inconnue est Im(n)

 $T_s^*(\Delta_s) n_1 + n_1^*T_s(\Delta_s) < (P^*n_1 + n_1^*P)^7$ . La condition (3.10) devient :

$$\begin{pmatrix} T_s(\Delta_s) \\ I \end{pmatrix}^* \begin{pmatrix} 0 & n_1 \\ n_1^* & -(P^*n_1 + n_1^*P) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} T_s(\Delta_s) \\ I \end{pmatrix} < 0 \quad \forall \Delta_s \in \underline{\Delta}_s$$
(3.11)

Ce qui définit la première propriété de dissipativité  $\Phi_P^{c_1} = \begin{pmatrix} 0 & n_1 \\ n_1^* & -(P^*n_1 + n_1^*P) \end{pmatrix}$ . En appliquant le théorème 1, le problème d'optimisation robuste est donné par :

#### Deuxième demi plan

Le deuxième demi plan, notée  $H_u^{c_2}$  est caractérisé par le même point  $\vec{P}$  ainsi que son vecteur associé  $\vec{P}$  et la normale  $\vec{n_2} = [Re(n_2) \ Im(n_2)]^T$ . Cela est illustré par la figure 3.13.

De la même manière que pour le premier demi plan, l'inclusion  $H_s \subset H_u^{c_2}$  est assurée si la projection de tout les points de l'ensemble  $H_s$  sur la normale  $\vec{n_1}$  est plus grande que la projection de  $\vec{P}$  sur la même normale  $\vec{n_2}$ . Alors, ce problème peut être formulé comme suit :

$$\max_{Im(n_2)} Im(n_2)$$
tel que  $\vec{T_s}(\Delta_s) \ \vec{n_2} > \vec{P} \ \vec{n_2} \qquad \forall \Delta_s \in \underline{\Delta}_s$ 
(3.13)

La deuxième propriété de dissipativité  $\Phi_P^{c_2} = \begin{pmatrix} 0 & -n_2 \\ -n_2^* & (P^*n_2 + n_2^*P) \end{pmatrix}$ . Le problème d'optimisation robuste est donné par :

#### Cône

Le cône est défini par l'intersection de deux demi plans définis précédemment  $H_u^c = H_u^{c_1} \cap H_u^{c_2}$  comme il est illustré dans la figure 3.14.

7. Cette écriture est pour exprimer le produit scalaire  $\vec{T_s}(\Delta_s)$   $\vec{n_1} + \vec{T_s}(\Delta_s)$   $\vec{n_1} < 2\vec{P}$   $\vec{n_1}$  dans le plan complexe



FIGURE 3.14 – Illustration du cône

En combinant les deux problèmes, comme pour la bande, nous allons avoir :

La propriété de dissipativité d'un cône  $\Phi_P^3 = \begin{pmatrix} X_P^c & Y_P^c \\ Y_P^{c*} & Z_P^c \end{pmatrix}$  est donnée par l'intersection de deux demi plans, c'est-à-dire la sommation de leurs propriétés de dissipativité  $\Phi_P^{c_1}$  et  $\Phi_P^{c_2}$ .

#### Résultats

Les résultats de l'ajout d'une nouvelle propriété de dissipativité sont illustrés dans les figures 3.15 et  $3.16^8$ 

<sup>8.</sup> Le point P a été fixé en dessus de l'ensemble  $H_s$  vu que ce dernier ressemble à u triangle. D'autre choix de point P peuvent être fait.



pour  $\omega = 160 rad/s$ Jusqu'à maintenant, nous avons défini trois caractérisations de l'ensemble  $H_u$  tel que  $H_s \subset H_u$ . Alors, pour une fréquence donné  $\omega_i$ , le sous système  $T_s(\Delta_s)$  peut être remplacé par  $T_u(\Delta_u)$ ; c'est l'idée

de l'étape globale que nous allons présenter dans la section suivante.

# 3.2 Étape globale

L'étape globale consiste à analyser la performance robuste du réseau de PLL après avoir remplacé les différents  $T_s^i(\Delta_s^i)$  par  $T_u^i(\Delta_u^i)$ . Ensuite en regroupant ces derniers dans un seul bloc  $\Delta_g \in \underline{\Delta}_g$  tel que  $\underline{\Delta}_g = \{\Delta_g \in \underline{\Delta}_g | \Delta_g = \text{bdiag}(T_u^1, \ldots, T_u^{16})\}$  avec  $T_u^i \in H_u \forall i = 1, \ldots, N$ . Cela est illustré dans la figure 3.17.



FIGURE 3.17 – Réseau de PLLs après l'étape locale de l'analyse hiérarchisée

Le problème de performances robustes défini dans le problème 1 devient :

$$\begin{array}{ll} \min_{\gamma} & \gamma \\ \text{tel que} & |\tilde{T}_g(\Delta_g)| < \gamma \qquad \forall \Delta_g \in \underline{\Delta}_g \end{array} \tag{3.16}$$

L'idée derrière l'étape globale est la suivante : étant  $\gamma^*$  la solution de l'inégalité (3.16) et  $\gamma$  la solution de l'inégalité (1.9), nous avons  $\gamma \leq \gamma^*$ . C'est à dire que pour une pulsation  $\omega_i$ , comme une certaine amplitude de la réponse fréquentielle de  $\tilde{T}_g(\Delta_g), \forall \Delta_g \in \underline{\Delta}_g$  est assurée ; alors nous avons une garantie sur l'amplitude de la réponse fréquentielle de  $T_g(\Delta), \forall \Delta \in \underline{\Delta}$ .

Nous allons utiliser le théorème 1 pour résoudre le problème de l'inégalité (3.16). Nous aurons :

$$\begin{array}{ll}
\min_{\gamma^{2}} & \gamma^{2} \\
\text{tel que} & \left(\frac{\Delta_{g}}{I}\right)^{*} \left(\frac{X}{Y^{*}} \quad \frac{Y}{Z}\right) \left(\frac{\Delta_{g}}{I}\right) \geq 0 \quad \forall \Delta_{g} \in \underline{\Delta}_{g} \\
& \left(\frac{I}{M_{int}}\right)^{*} \left(\frac{X}{0} \quad 0 \quad \frac{Y}{0} \quad 0 \\
\frac{Y^{*}}{0} \quad 0 \quad \frac{Z}{0} \quad 0 \\
\frac{Y^{*}}{0} \quad 0 \quad 0 \quad -\underline{\gamma^{2}}\right) \left(\frac{I}{M_{int}}\right) < 0
\end{array}$$
(3.17)

Comme  $\Delta_g \notin \{\underline{\Delta}_D, \underline{\Delta}_{DG}, \underline{\Delta}_{DGL}\}$  nous allons définir une nouvelle paramétrisation pour  $\Delta_g$  tel que la première contrainte de (3.17) est toujours vérifiée.

Supposons que nous avons l propriété de dissipativité pour le sous système  $T_u^i$  qui définissent le disque, la bande et le cône issus de l'étape locale :

$$\begin{pmatrix} T_u^i \\ I \end{pmatrix}^* \Phi_p^k \begin{pmatrix} T_u^i \\ I \end{pmatrix} < 0 \qquad k = 1, \dots, l \ , \ i = 1, \dots, N \ \text{et} \quad \forall T_u^i \in H_u$$
(3.18)

Pour avoir une meilleur description de l'ensemble  $H_u^i$ , nous allons utiliser toutes les propriétés de dissipativité trouvées et nous introduisons deux coefficients  $\beta_i > 0 \in \mathbb{R}$  et  $\alpha_k > 0 \in \mathbb{R}$  pour augmenter le degré de liberté.

$$\beta_i \sum_{k=1}^l \alpha_k \begin{pmatrix} T_u^i \\ I \end{pmatrix}^* \Phi_p^k \begin{pmatrix} T_u^i \\ I \end{pmatrix} < 0 \qquad k = 1, \dots, l \ , \ i = 1, \dots, N \ \text{et} \quad \forall T_u^i \in H_u$$
(3.19)

Pour construire la paramétrisation de  $\Delta_q$ , nous allons utiliser le lemme suivant :

**Lemme 1.** Si l'inégalité (3.19) est vérifiée pour tout i = 1, ..., N, nous pouvons écrire :

$$\left( \begin{matrix} \Delta_{g} \\ I \end{matrix} \right)^{*} \underbrace{ \begin{pmatrix} \sum_{k=1}^{l} \tau_{1k} X_{p}^{k} & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & \sum_{k=1}^{l} \tau_{Nk} X_{p}^{k} & 0 & \dots & \sum_{k=1}^{l} \tau_{Nk} Y_{p}^{k} \\ \hline 0 & \dots & \sum_{k=1}^{l} \tau_{1k} Y_{p}^{k*} & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & \sum_{k=1}^{l} \tau_{Nk} Y_{p}^{k*} & 0 & \dots & \sum_{k=1}^{l} \tau_{Nk} Z_{p}^{k} \end{pmatrix}}_{ \begin{pmatrix} X & Y \\ Y^{*} & Z \end{pmatrix}} \left( \begin{matrix} X & Y \\ Y^{*} & Z \end{matrix} \right)$$
(3.20)

avec  $\tau_{ik} = \beta_i \alpha_k$ . Une démonstration de ce lemme peut être trouvée dans [DKS14]. En utilisant la paramétrisation  $\Phi_{\Delta} = \begin{pmatrix} -X & -Y \\ -Y^* & -Z \end{pmatrix}$ , le problème de performances robustes défini dans (3.20) devient :

$$\lim_{\gamma^{2}} \gamma^{2} \qquad \gamma^{2}$$

$$\text{tel que} \qquad \begin{pmatrix} I \\ M_{int} \end{pmatrix}^{*} \begin{pmatrix} -\underline{X} & 0 & | & -\underline{Y} & 0 \\ 0 & 1 & | & 0 & 0 \\ \hline -\underline{Y^{*}} & 0 & | & -\underline{Z} & 0 \\ 0 & 0 & | & 0 & -\underline{\gamma^{2}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I \\ M_{int} \end{pmatrix} < 0$$

$$(3.21)$$

# Résultats

Les résultats de l'analyse de performances robustes en utilisant l'approche hiérarchisée sont donnés dans la figure 3.18. Elle contient aussi les résultats de l'approche directe.



FIGURE 3.18 - Analyse de performances robustes avec l'approche standard et hiérarchique

Afin d'analyser les résultats obtenus, nous allons faire une comparaison. Dans le tableau 3.1, BF veut dire Basses Fréquences.

	Temps de calcul	Pique	Pulsation de coupure	Pente en BF
Analyse directe	385.6 sec	6.1273 dB	80 rad/s	+40 dB/dec
Analyse hiérarchisée : disque	15.9 sec	13.4082dB	80 rad/s	+40 dB/dec
Analyse hiérarchisée : disque + bande	48.7 sec	13.0279 dB	80 rad/s	+40 dB/dec
Analyse hiérarchisée : disque + cône	46.6 sec	6.4910 dB	80rad/s	+40 dB/dec

TABLE 3.1 – Comparaison entre les différentes approches

D'après ces résultats, nous avons toujours une pente en basses fréquences égale à +40dB/dec et une pulsation de coupure  $w_c = 80rad/s$ . Les différences sont au niveau de l'amplitude du pique et le temps de calcul. Le temps de calcul est grand dans l'approche directe, ce qui est logique car nous utilisons la structure des incertitudes. Ce temps diminue largement dans les approches hiérarchiques car nous utilisons une approximation des sous systèmes avec des incertitudes non structurées. De l'autre part, le pique devient plus important dans les approches hiérarchiques ce qui signifie que nous allons avoir un niveau de performance moins garantie que celui de l'approche directe dû au conservatisme de l'étape locale. Dans les approches hiérarchisées, ce pique est plus important dans le cas d'un disque tout seul ; il ne diffère pas vraiment de celui du disque+bande alors que le disque+cône présente le moins de dépassement. En fait, le pique issu de l'approche hiérarchisée disque+cône est proche de celui de l'approche directe dans un temps largement inférieur. D'où l'avantage de notre nouvelle propriété de dissipativité , pour ce problème, par rapport aux autres propriétés.

Dans le chapitre suivant, nous allons présenter une autre application que nous essayons de traiter dans le cadre de l'analyse de performance robuste.

# **Chapitre 4 Évaluation du flux de puissance**

L'intégration de nouvelles sources renouvelables, comme les panneaux solaires et les éoliennes, dans les systèmes électriques déjà existants est devenue l'une des exigences sur la production de l'énergie électrique et cela dans le but de créer une industrie responsable d'un point de vue environnemental. Comme ces ressources sont intermittentes, variables et difficile à prévoir avec précision, elles introduisent des sources additionnelles d'incertitudes dans les systèmes électriques. Cela représente un grand défit sur plusieurs niveaux : de petite planification sur un horizon de quelques heures ou jours, vers les grandes stratégies de planification, l'expansion des réseaux actuels, développement de nouvelles technologies pour le futur...

La puissance fournie par les sources renouvelables est variable en fonction de plusieurs facteurs ; ce qui influence directement sur les réseaux et les systèmes électriques à différents niveaux de tension : du transport à la distribution. Dans le cas d'un panneau solaire, la puissance générée dépend essentiellement des conditions météorologiques. Elle est maximale quand l'ensoleillement l'est. Dans le cas des éoliennes, la puissance augmente avec la vitesse du vent. Pour cette raison, l'influence de ces ressources sur les systèmes de distribution doit être étudié , elle est connue sous le nom d'évaluation du flux de puissance. C'est l'étude des variables statique du réseau : la tension et le déphasage, qui sont évaluées dans plusieurs points. Ces points sont appelés des bus. Toute cette étude est faite en régime harmonique, c'est-à-dire à une pulsation  $\omega_0$  fixée.

Ce problème est différent par rapport au réseau de PLL, où nous avions des incertitudes au niveau des paramètres de chaque PLL, alors que les entrées sont connues. Dans ce nouveau problème, et à la différence avec les PLL, les paramètres du réseau sont supposés connus; et ce sont les puissances générées par les sources renouvelables qui sont variables. A priori, ce problème ne semble pas adéquat pour le traiter dans le cadre de la commande robuste.

Dans ce chapitre, nous allons introduire une nouvelle application, c'est l'évaluation du flux de puissance dans un réseau électrique. Pour cela, nous devons formuler l'influence des ressources renouvelables sur les réseaux de distribution comme un problème de commandes robuste. Nous commençons par un état de l'art sur les techniques, déjà mises en place, pour étudier cette influence dans le domaine de génie électrique. Ensuite, nous présentons un petit exemple sur les réseaux de distribution pour l'utiliser comme un outil pédagogique tout au long de cette étude. Nous terminerons par notre nouvelle formulation du problème dans le cadre d'analyse de commande robuste...

# 4.1 État de l'art

Les méthodes déterministes pour analyser l'écoulement de la puissance dans un réseau de distribution offrent des méthodes pour calculer les tensions complexes, à une pulsation donnée  $\omega_0$ , de chaque bus étant donnés des scénarios de production et consommation. C'est l'outil fondamental utilisé dans le génie électrique pour évaluer cet écoulement [JCDG13]. Comme nous nous intéressons aux incertitudes, nous trouvons, dans la littérature, deux grandes catégories d'approche pour traiter ce problème : approche probabiliste et approche fondée sur la théorie des ensembles.

Dans les approches probabilistes, la tension et le déphasage de chaque bus sont exprimés comme des variables aléatoires. Cela est dû au fait que les incertitudes dans la charge et la génération sont modélisées comme des variables aléatoire. Des méthodes analytiques et numériques ont été développés pour traiter ce problème dans [MCC90] et [Su05]. La question d'efficacité et la précision de calcul des différentes fonctions de densité de probabilité a été traitée dans [SH82] et [And82].

Les approches fondées sur la théorie des ensembles, appliqués à notre problème, supposent que certains paramètres et puissances ne sont pas connus; par contre ils sont dans un intervalle connu. Ces paramètres et puissance sont dans un polytope symétrique. Le résultat de cette supposition est que les variables statiques du réseau sont elles même dans un polytope symétrique [WA92] et [SS06]. Un problème rencontré dans cette approche est le conservatisme qui peut apparaître dans les résultats de calcul; car les polytopes considérés prennent toutes les combinaisons possibles en considération.

Une solution à ce problème de conservatisme est proposée dans [JCDG13] dans le cas où nous avons des incertitudes sur les puissances générées par les ressources renouvelables. Chaque puissance est supposée dans un intervalle autour d'une valeur nominale. L'ensemble de toutes les puissances considérées et décrit par parallélotope qui est une généralisation du parallélépipède pour des dimensions plus grande que trois. Ce parallélotope est inclus dans l'intersection de plusieurs ellipsoïdes. Une explication de la caractérisation d'un ellipsoïde peut être trouvée dans [BV04].

Tous les travaux présentés dans l'approche fondée sur la théorie des ensembles soufrent, de notre point de vue, d'un problème majeur : comme les équations d'écoulement de la puissance sont des équations non linéaires, une linéarisation autour d'un point nominal doit être faite. Elle est justifié dans le cas où les variations sont petites. Dans le cas contraire, une solution a été proposée dans [JCDG13] qui consiste à décomposer l'intervalle de variation en plusieurs sous intervalles et effectuer une linéarisation dans chaque intervalle autour d'un point nominal.

Pour traiter le problème d'écoulement de la puissance électrique dans le réseau, nous nous intéressons à la second approche. Nous allons formuler ce problème dans le cadre de l'analyse de performances robustes. La nouvelle approche que nous proposons utilise l'aspect non linéaire des équations de puissance sans avoir besoin de les linéariser, ce qui rend la méthode indépendante du point nominal considéré. Dans la section suivante, nous allons présenter un exemple du réseau électrique considéré tout en expliquant ses variables caractéristiques et comment obtenir ses équations.

# 4.2 Exemple de réseau électrique

Les réseaux électriques de distribution sont des systèmes de grande échelle vu leur dimension, le nombre et la variété des charges connectées. Dans le but d'aider les développeurs pour analyse les réseaux électriques, plusieurs travaux ont été mis en place pour représenter des descriptions, d'une manière standard et unifiée, pour être utilisés par ces développeurs [Rep91]. Nous introduisons un petit exemple pédagogique pour l'utiliser dans ce rapport. Une fois que notre méthode sera formalisée et testée, nous allons la tester sur des réseaux réels comme celui de [Rep91].

Soit le schéma de la figure 4.1. Ce réseau contient N nœud, chacun est appelé bus. Pour chaque bus *i*, une tension  $V_i$  est associée sous forme d'un phaseur, c'est-à-dire  $V_i = |V_i|e^{-j\theta_i}$ .

$$\underbrace{ \begin{array}{c} P_{g_1} + jQ_{g_1} & P_{g_2} + jQ_{g_2} \\ \hline P_{g_1} + jQ_{g_1} & V_{g_2} + jQ_{g_2} \\ \hline P_{l_1} + jQ_{l_1} & V_{l_2} \\ \hline P_{l_1} + jQ_{l_1} & P_{l_2} + jQ_{l_2} \\ \hline P_{l_N} + jQ_{l_N} \\ \hline \end{array} } \begin{array}{c} P_{g_N} + jQ_{g_N} \\ \hline P_{g_N} + jQ_{g_N} \\$$

FIGURE 4.1 – Exemple d'un réseau électrique

Les puissances sont notées en tant que nombre complexe  $S_i = P_i + jQ_i$  avec  $P_i$  la puissance active et  $Q_i$  la puissance réactive. A chaque bus i, nous avons des puissances consommées par les consommateurs, notées  $P_{l_i}+jQ_{l_i}$ , et des puissances générées par les sources renouvelables notées  $P_{g_i}+jQ_{g_i}$ . La puissance délivrée par les sources renouvelables est variable, sa valeur n'est pas connue car elle change en fonction de différents facteurs que nous avons mentionnés. Cette puissance n'est pas totalement inconnue ; en fait, son domaine de variation est connu.

$$P_{g_i} = [P_{g_{i_{min}}}, P_{g_{i_{max}}}] \quad \text{et} \ Q_{g_i} = [Q_{g_{i_{min}}}, Q_{g_{i_{max}}}] \tag{4.1}$$

Comme il n'y a ni consommation ni génération au niveau du premier bus caractérisé par sa tension  $V_0$ ; il est considéré comme le bus de référence, c'est-à-dire sa tension  $V_0$  est connue en module  $|V_0|$  et en déphasage  $\theta_0$ .

La puissance  $S_i$  au niveau de bus i est donnée par :

$$\begin{aligned} \mathcal{S}_i &= V_i I_i^* \\ &= P_{g_i} + j Q_{g_i} \end{aligned} \tag{4.2}$$

avec  $I_i$  est le courant au niveau de bus *i*. En développant l'équation (4.2) et en la décomposant en partie réelle et imaginaire, nous allons avoir [JCDG13] :

$$P_{i} = |V_{i}| \sum_{k=1}^{N} |V_{i}| (G_{ik} cos(\theta_{i} - \theta_{k}) + B_{ik} sin(\theta_{i} - \theta_{k}))$$

$$Q_{i} = |V_{i}| \sum_{k=1}^{N} |V_{i}| (G_{ik} sin(\theta_{i} - \theta_{k}) - B_{ik} cos(\theta_{i} - \theta_{k}))$$
(4.3)

Et cela pour i = 1, ..., N.  $G_{ik}$  et  $B_{ik}$  sont les parties réelle et imaginaire de  $Y_{ik}^{-1}$ . D'autre part, nous avons :

$$P_i = P_{g_i} - P_{l_i}$$

$$Q_i = Q_{g_i} - Q_{l_i}$$
(4.4)

Les approches fondées sur la théorie des ensembles, que nous avons présentées dans l'état de l'art, utilisent une linéarisation de (4.3) en combinaison avec (4.4). Elles utilisent une caractérisation de l'ensemble des puissances  $P_{g_i}$  et  $Q_{g_i}$  pour étudier les variations de différents  $V_i$  et  $\theta_i$ . Notre approche ne nécessite pas une linéarisation et nous allons la présenter dans la section suivante.

# 4.3 Approche proposée

Le problème étudié rentre dans le cadre d'évaluation de stabilité/performances avec la présence d'incertitudes. C'est dans le contexte de la l'analyse de stabilité/performances robustes que nous allons exprimer ce problème et le rendre sous forme  $M - \Delta$  tel que le bloc  $\Delta$  contient les parties incertaines et Mles parties certaines.

Dans ce contexte, et en utilisant le schéma de la figure 1.6 du chapitre 1, notre but est d'étudier l'influence des incertitudes sur le transfert  $T_{w\to z}$ . C'est à dire à partir de la caractérisation des incertitudes, trouver celle du transfert  $T_{w\to z}$ .

Le problème que nous essayons de traiter ici est le problème inverse : à partir de la caractérisation de  $T_{w\to z}$ , trouver celle de  $\Delta$ . C'est à dire, nous allons transformer les équations (4.3) et (4.4) en une représentation LFT tel que le bloc incertain  $\Delta$  contient toutes les tensions  $V_i$  et  $V_i^{*\,2}$ ; et le bloc M contient tous les éléments certains de ces deux équations. La sortie de cette LFT doit nous donner les expressions de différents  $P_{g_i}$  et  $Q_{g_i}$ . Ensuite, en utilisant leur caractérisation, nous allons essayer de trouver celle du bloc  $\Delta$ , c'est-à-dire les différents  $V_i$  et  $V_i^*$ .

Une première formulation avec les LFT est déjà faite. Une fois que ce sera complètement faite, nous continuons à développer d'autres formulations.

<sup>1.</sup>  $Y_{ik}$  sont les éléments de la matrice d'admittance

<sup>2.</sup> Dans notre approche, nous allons trouver les caractéristiques de  $\theta_i$  en utilisant les tensions  $V_i$  et leurs conjuguées  $V_i^*$ 

# **Conclusion et perspectives**

Dans ce rapport de première année, nous avons présenté une partie de nos travaux durant cette année concernant l'analyse de performance robuste où nous avons traité deux applications : réseaux de PLL et réseaux de distribution électriques. Chacune des deux applications contient des incertitudes, nous avons montré les sources de ces incertitudes et comment elles peuvent être modélisées.

Nous avons commencé par la présentation du réseau de PLL et son but, les caractéristiques d'une seule PLL et comment le réseau est interconnecté. Nous avons terminer ce chapitre par la formulation mathématique du problème de performance robuste du réseau.

Dans le deuxième chapitre, nous avons présenté quelques outils de l'approche entrée sortie pour évaluer les performances robustes. Nous avons présenté également les différentes paramétrisation d'incertitudes. Les deux approches utilisées pour évaluer les performances robustes sont présentées avec les résultats de la première approche.

Dans le chapitre 3, nous avons présenté la deuxième approche : hiérarchique en expliquant ses étapes : locale et globale. Nous avons montré deux propriété de dissipativité pour l'étape locale : disque et bande. Nous avons introduits notre contribution dans cette étape : c'est une nouvelle propriété de dissipativité pour décrire un cône. Ensuite, ces trois propriété de dissipativité sont utilisées dans l'étape globale pour résoudre le problème de performance robuste.

Une comparaison est faite entre les deux approches : directe et hiérarchisée. Les résultats montrent que l'approche directe donnent les meilleurs résultats en terme de conservatisme, par contre dans un temps important. Ce temps de calcul diminue en utilisant l'approche hiérarchisée au prix d'un conservatisme qui apparait. Les résultats montrent que le conservatisme peut être limité en utilisant le cône tout en gardant des résultats proches de ceux de l'approche directe.

Enfin, nous avons présenté le problème d'évaluation du flux de puissance dans un réseau électrique; et nous avons montré les deux approche utilisées en génie électrique. Nous avons terminé ce chapitre par présentation de notre idée pour traiter ce dernier problème. Cette idée sera utilisée pour mettre en œuvre une formulation exacte et précise. Elle sera la base de nos futur travaux pour traiter ce problème de génie électrique.

# Perspectives

A l'issue de cette première année de thèse, après avoir fait une recherche bibliographique et les premiers résultats que nous avons obtenus, les perspectives que nous envisageons dans un futur proche et les deux années suivantes sont :

- Pour l'étape locale de l'approche hiérarchisée, essayer de réduire le conservatisme, en basses fréquences, dû aux problèmes numériques de calcul;
- Améliorer la formulation de la propriété de dissipativité d'un cône en optimisant la position du centre. Ensuite, la généraliser au cas multi variable avec une interprétation algébrique et l'appliquer sur un exemple;
- Dans notre approche d'analyse de performance robuste, nous avons fait l'analyse que pour certaines fréquences c'est un dire que nous avons défini un maillage de fréquence. Dans ce cas, la performance est garantie pour ces fréquences seulement, aucune garantie existe pour la performance entre deux fréquence. Nous proposons de définir des plage de fréquences pour faire l'analyse de performance robuste;
- Formuler le problème d'évaluation de flux de puissance d'une manière précise de telle sorte que nous aurons deux formulations aux deux problèmes suivants : la borne inférieure et la borne supérieure de différentes tensions  $V_i$  et les angles  $\theta_i$ . En plus, considérer des incertitudes sur les puissances consommées;
- Faire l'extension de nos outils au cas non linéaire où la norme incrémentale pondérée semble être la base d'un cadre pour traiter le problème d'analyse de performances dans le cas non linéaire.

# Annexe A

Dans cette annexe, nous allons montrer la formulation de l'étape locale pour un disque 3.4. La propriété de dissipativité d'un disque est donnée dans (3.2) par :  $\Phi_{P_1} = \begin{pmatrix} I & -c \\ -c^* & c^*c - r^2 \end{pmatrix}$ .

Nous aurons en utilisant le théorème 1 :

$$\begin{pmatrix} I \\ M(i\omega) \end{pmatrix}^* \begin{pmatrix} X_{\Delta} & 0 & Y_{\Delta} & 0 \\ 0 & I & 0 & -c \\ \hline Y_{\Delta}^* & 0 & Z_{\Delta} & 0 \\ 0 & -c^* & 0 & c^*c - r^2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I \\ M(i\omega) \end{pmatrix} \le 0$$
 (A-1)

Cette inégalité a l'air d'être non linéaire par rapport à c et r. Cette dernière inégalité peut être écrite comme :

$$\begin{pmatrix} M_{21} & M_{22} \\ 0 & I \end{pmatrix}^* \begin{pmatrix} I & -c \\ -c^* & c^*c - r^2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} M_{21} & M_{22} \\ 0 & I \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} I & 0 \\ M_{11} & M_{12} \end{pmatrix}^* \Phi_{\Delta} \begin{pmatrix} I & 0 \\ M_{11} & M_{12} \end{pmatrix} < 0$$
 (A-2)

En utilisant le lemme de Schur donné par :

Lemme 1. Soit une matrice partitionnée symétrique

$$\begin{bmatrix} A & B \\ B^T & C \end{bmatrix}$$

où A et C sont des matrices carrées. Cette matrice est définie positive si et seulement si A et  $C - B^T A^{-1} B$  sont définies positives :

$$\begin{cases} A > 0 \\ C - B^T A^{-1} B > 0 \end{cases} \iff \begin{bmatrix} A & B \\ B^T & C \end{bmatrix} > 0 \iff \begin{bmatrix} C & B \\ B^T & A \end{bmatrix} > 0$$

Réécrivons l'inégalité (A-2) de telle sorte que le lemme 1 peut être utilisé :

$$\underbrace{\begin{pmatrix} I & 0 \\ M_{11} & M_{12} \end{pmatrix}^* \Phi_{\Delta} \begin{pmatrix} I & 0 \\ M_{11} & M_{12} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -r^2 \end{pmatrix}}_{C} - \underbrace{\begin{pmatrix} M_{21} & M_{22} - c \end{pmatrix}^*}_{B^T} \underbrace{-(1)}_{A^{-1}} \underbrace{\begin{pmatrix} M_{21} & M_{22} - c \end{pmatrix}}_{B} < 0$$
(A-3)

En appliquant le lemme 1 :

$$\begin{pmatrix} -1 & M_{21} & (M_{22} - c) \\ M_{21}^{*} & \left( I & 0 \\ M_{11} & M_{12} \end{pmatrix}^{*} \Phi_{\Delta} \begin{pmatrix} I & 0 \\ M_{11} & M_{12} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -r^{2} \end{pmatrix} \end{pmatrix}$$
(A-4)

Cette inégalité peut être réécrite comme :

$$\begin{pmatrix} I & 0 & 0 \\ 0 & M_{21} & M_{22} \\ \hline 0 & I & 0 \\ 0 & M_{11} & M_{22} \\ \hline 0 & 0 & I \end{pmatrix}^* \begin{pmatrix} -I & I & 0 & c \\ I & 0 & 0 & 0 \\ \hline 0 & 0 & \Phi_{\Delta} & 0 \\ \hline -c^* & 0 & 0 & -r^2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I & 0 & 0 \\ 0 & M_{21} & M_{22} \\ \hline 0 & I & 0 \\ 0 & M_{11} & M_{22} \\ \hline 0 & 0 & I \end{pmatrix} < 0$$
 (A-5)

Qui est la même inégalité que celle de (3.3).

# **Bibliographie**

- [And82] G. Anders. Modelling operator action to balance system in probabilistic load flowo computations,. *International Journal of Electric Power Energy and Systems*, 4(3):162–168, 1982.
- [Bew78] J. Bewer. Kronecker products and matrix calculus insystem theory. *IEEE Transaction on Circuits and Systems*, CAS-25(9) :772–780, 1978.
- [BV04] S. Boyd and L. Vandenberghe. *Convex Optimization*. Cambridge University Press, 2004.
- [DKS14] M. Dinh, A. Korniienko, and G. Scorletti. Convex hierarchical analysis for the performance of uncertain large scale systems. Technical report, 2014.
- [Fax11] J. Fax. *Phase lock loops and frequency synthesis*. John Wiley and Sons, June 2011.
- [For11] J. R. Forbes. *Extensions of input-output stability theory and the control of aerospace system*. PhD thesis, University of Torento, Canada, 2011.
- [FTD91] M. K. H. Fan, A. L. Tits, and J. C. Doyle. Robustness in the presence of mixed parametric uncertainty and unmodeled dynamics. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 63(1):25– 38, January 1991.
- [Jö11] U. Jönsson. *Lecture notes on integral quadratic constraints*. Royal Institute of Technology, Stockholm, Sweeden, 2011.
- [JCDG13] X. Jiang, Y. C. Chen, and A. D. Dominguez-Garcia. A set-theoretic framework to assess the impact of variable generation on the power flow. *IEEE Transactions on Power Systems*, 28(2):855–867, May 2013.
- [Kor09] A. Korniienko. *Réseau de PLLs distribuéeses pour synthèse automatique d'horloge de MP-SOCSs synchrones.* PhD thesis, Université de Lyon, France, 2009.
- [Kor11] A. Korniienko. Control law design for distributed multi-agent systems. Technical report, Laboratoire Ampère, Ecole Centrale de Lyon, 2011.
- [KSCB11] A. Korniienko, G. Scorletti, E. Colinet, and E. Blanco. Control law synthesis for distributed multi-agent systems : application to active clock distribution networks. *IEEE American Control conference*, pages 4691–4696, 2011.
- [MCC90] A. Meliopolous, G. Cokkiinides, and X. Chao. A new probabilistic power flow analysis method. *IEEE Transaction On Power Systems*, 5(1):182–190, February 1990.
- [Raz96] B. Razavi. *Monolithic phase-locked loops and clock recovery circuits : theory and design*. IEEE Press, 1996.
- [Rep91] IEEE Distribution Planing Working Group Report. Radial distribution test feeders. *IEEE Transaction On Power Systems*, 6(3) :975–985, August 1991.
- [Roh97] U. L. Rohde. *Microwave and wireless synthesizers : theory and design*. John Wiley & Sons, 1997.

- M. G. Safonov. Stability and Robustness of Multivariable Feedback Systems. Cambridge, [Saf80] MA : MIT Press. 1980. [Saf83] M. G. Safonov. Propagation of conic model uncertainty in hierarchical systems. IEEE Transactions on Automatic Control, 28(6):701-709, June 1983. I. W. Sandberg. On the  $\mathcal{L}_2$  boundness of solutions of non linear integral equations. Bell [San64] System Technical Journal, 43 :1581–1599, 1964. I. W. Sandberg. Some results on the theory of physical systems governed by nonlinear func-[San65] tional equations. Bell System Technical Journal, 44:871-898, 1965. [SBBF07] G. Scorletti, X. Bombois, M. Braenthin, and V. Fromion. Improved efficient analysis for systems with uncertain parameters. *IEEE Conference on Decision and Control*, pages 5038– 5043, dec 2007. [Sch07] C. Scherer. *Theory of robust control. Lecture notes.* Technical University of Delft, May 2007. [SF08] G. Scorletti and V. Fromion. Automatique fréquentielle avancée. Cours troisième année cycle ingénieur, Ecole Centrale de Lyon, Master GEGP filière GSA, Université de Lyon 1, INSA de Lyon, 2008. P. Sauer and B. Hoveida. Constrained stochastic power flow analysis. *Electric Power Systems* [SH82] Research, 5(2):87-95, 1982. S. Skogestad and I. Postlethwaite. Multivariable feedback control analysis and design. John [SP05] Wiley and Sons Chischester, 2005. [SS06] S. Saric and A. Stankovic. An application of interval analysis and optimization to electric energy markets,. IEEE Transactions on Power Systems, 21(2):515-523, May 2006. [Su05] C. L. Su. Probabilistic load flow computation using estimate methode. *IEEE Transactions on Power Systems*, 20(4) :1843–1851, Novemebr 2005. [TM10] S. Tonneti and R. M. Murray. Limits on the network sensitivity function for homogeneous multi-agent systems on a graph. American Control Conference, pages 3217–3222, 2010. [WA92] Z. Wang and F. Alvarado. Interval arithmetic in power fow analysis. IEEE Transactions on Power Systems, 7(3):1341–1349, August 1992. [Zam66a] G. Zames. On the input-output stability of time-varying nonlinear feedback systems part i : Conditions derived using concepts of loop gain, conicity, and positivity. IEEE Transactions
- [Zam66b] G. Zames. On the input-output stability of time-varyingarying nonlinear feedback systemspart ii : conditions involving circles in the frequency plane and sector nonlinearities. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 11(3) :465–476, July 1966.

on Automatic Control, 11(228-238), April 1966.



1

Ecole Centrale de Lyon - INSA de Lyon – Université Claude Bernard Lyon

# Laboratoire Ampère

Unité Mixte de Recherche du CNRS - UMR 5005

Génie Electrique, Electromagnétisme, Automatique, Microbiologie environnementale et Applications

# *Mémoire doctorant 1<sup>ère</sup> année 2013 -2014*

Nom - Prénom	Sébastien LAROUSSE	
Titre de la thèse	Conception d'une alimentation à haut rendement sur une large dynamique de tension d'entrée pour application ferroviaire	
Directeur de thèse	Hubert RAZIK - (Dominique BERGOGNE)	
Co- encadrants	Remy CELLIER - Philippe VOLAY	
Dpt. de rattachement	Energie Electrique AMPERE - INL	
Date début des travaux	Septembre 2013	
Type de financement	CIFRE	



Laboratoire Ampère – Ecole Centrale de Lyon – 36, avenue Guy de Collongue - 69134 Ecully cedex – FranceTél : +33 (0) 4 72 18 60 99Fax : +33 (0) 4 78 43 37 17http://www.ampere-lab.fr

# Table des matières

1		Introduction	4
	1	Description de l'encadrement	4
	2	Descriptif du sujet de thèse	4
	3	Organisation de la première année de thèse	6
2		Etude bibliographique	6
	4	Topologies large plage	6
	5	Topologies résonnantes	6
	6	Topologies Active-Clamp	7
	7	Évaluation de topologies	.11
	8	Conclusions de l'étude bibliographique et de l'évaluation par facteur de charge	.14
3		Travaux réalisés	.14
	9	Clamps passifs dissipatifs et non-dissipatifs	.14
	10	0 Forward à résonnance secondaire	.16
	1 co	1 Modélisation et dimensionnement d'une alimentation Flyback Active-Clar orrespondant au cahier des charges	mp . 18
4		Travaux prévus	. 19
	12	2 Dimensionnement d'une alimentation dual mode : Active clamp, Quasi-résonnante	. 19
	1.	3 Tests de la maquette en boucle ouverte	.20
	14	4 Conception de la commande en boucle fermée	.20
	1:	5 Évaluation de l'impact des nouvelles technologies	.20
	10	6 Publications envisagées	.20
5		Études transversales	.21
	1′	7 Alimentation Forward à résonnance secondaire	.21
	18	8 Règle de dimensionnement du clamp passif optimal	.21
	19	9 Emploi du temps pour les deux années suivantes	.22
6		Conclusion	.22
7		Travaux cités	.24

# **1** Introduction

# 1 Description de l'encadrement

Cette thèse sous convention CIFRE est encadrée par un industriel, la société Centralp et deux laboratoires, Ampère et l'INL.

L'encadrant industriel, la société Centralp, est établi à Vénissieux. Cette PME de 200 salariés est spécialisée dans l'électronique embarquée pour les applications médicales, industrielles et ferroviaires. Les équipements produits par Centralp incluent des consoles de commande et des ordinateurs de contrôle pour trains et tramways. Ces équipements nécessitent tous un convertisseur DC/DC, afin d'adapter la tension issue du bus de puissance aux niveaux de tension requis par l'équipement.

Centralp fabrique elle-même ces convertisseurs très spécifiques devant obéir à des contraintes draconiennes, les bus d'alimentation pouvant être extrêmement bruités et variables en tension.

De plus, depuis plusieurs années, Centralp produit une carte d'alimentation unique pour toutes les valeurs de tensions d'alimentation ferroviaire, pouvant aller de 16.8 à 137V. L'emploi de ce boitier simplifie la production, la gestion des stock et la maintenance des produits, tant pour le fabricant que pour ses clients qui n'ont plus qu'une seule référence d'équipement et ne prennent plus le risque de faire une erreur lors de la mise en place de celui-ci.

Afin de faire évoluer ses produits ferroviaires, Centralp souhaite améliorer les performances de ses alimentations électriques ferroviaires large plage, en réduisant leurs dimensions et en améliorant leur rendement. Le but étant de gagner près de 10 points de rendement sur la totalité de la plage de fonctionnement par rapport aux produits de la génération actuelle.

Pour effectuer cette étude, Centralp s'est associée à l'INL, laboratoire de tutelle du département électronique de CPE Lyon, ainsi qu'au laboratoire Ampère plus spécialisé dans l'électronique de puissance. L'encadrant INL, Rémy Cellier est enseignant chercheur à CPE, spécialiste des amplificateurs et des asservissements. Cette compétence s'avèrera utile dans la seconde phase de la thèse, lors de la mise au point du système de contrôle de l'alimentation. Au sein du laboratoire Ampère, Dominique Bergogne a été choisi pour encadrer la thèse, celui-ci est plus spécialisé dans la conception de convertisseurs de puissance, compétence immédiatement exploitée afin de guider le doctorant dans sa recherche bibliographique et ses choix de topologies. M. Bergogne ayant quitté le laboratoire Ampère en Mai 2014, celui-ci est remplacé par M. Hubert Razik du même laboratoire.

# 2 Descriptif du sujet de thèse

Cette thèse prenant la forme d'un partenariat CIFRE entre deux laboratoires universitaires : l'INL et le laboratoire Ampère et un industriel Centralp. Celle-ci s'oriente vers deux objectifs :

- Le premier, industriel, consiste en la conception d'un convertisseur DC-DC à large dynamique de tension d'entrée répondant aux normes ferroviaires, permettant une avancée significative en termes de rendement et par extension de coût et d'encombrement.
- Le second objectif concerne l'aspect scientifique et universitaire des travaux. Il s'agit, après avoir étudié l'état de l'art concernant les topologies large plage et à commutation

douce, de concevoir un convertisseur à large plage de tension d'entrée optimisé et innovant.

Ces deux objectifs, bien que différents, seront tous deux concrétisés par le même résultat, à savoir un convertisseur DC/DC répondant au cahier des charges industriel. Il faut néanmoins noter les intérêts propres à chaque environnement : lorsque le besoin industriel est focalisé sur le résultat, le travail universitaire recherche également l'innovation et la justification scientifique des choix opérés. Cette rigueur de raisonnement associée à l'inventivité du travail de chercheur, loin d'être un frein au besoin de résultat industriel, sera un gage de solidité et de sérieux de l'étude réalisée.

Les objectifs fixés par l'encadrement industriel sont bien définis, sous la forme d'un cahier des charges précis.

Celui-ci correspond aux besoins des équipements développés par l'industriel ainsi qu'au cahier des charges imposé par ses clients.

Il s'agit donc de concevoir une alimentation électrique débitant une puissance de 50W sous 24 Volts continu, le convertisseur étant alimenté par un bus d'alimentation ferroviaire répondant aux critères suivants définis par la norme EN50155 :

Paramètre	Valeurs	Conditions			
Tension nominale	24, 48, 72, 96, 110 V				
Plage de tension Statique	16.8-137 V				
Plage de tension Max	12-154 V				
(<100ms)					
Maintien de l'alimentation	12ms	Charge de 50W			
Tension de sortie	24V				
Puissance de sortie	0-50 W				
Rendement	>90 %	Sur la plage de tension			
		Statique, à 50W			
Précision de la tension de	2%	à -40°C			
sortie					
Plage de température	-40 +85°C				
Dimensions	150*50*100 mm	<1kg			
Le refroidissement des composants doit être passif.					

#### Tableau 1 Principales caractéristiques issues du cahier des charges Centralp

Ces caractéristiques, associées à d'autres critères de Compatibilité électromagnétique, de résistance aux chocs et de résistance à l'humidité, forment un cahier des charges très précis comportant deux principaux verrous techniques : La tenue sur une large plage de tension en régime établi (entre 16,8 et 137V) et le rendement élevé sur cette large plage de fonctionnement. Il est également à noter que le rendement n'est pas tant un but qu'un effet d'une autre contrainte. En effet, les normes ferroviaires imposant l'absence de parties mobiles dans les équipements, toute la dissipation des pertes doit se faire par convection naturelle, augmentant considérablement le coût et l'encombrement de l'équipement par l'ajout de dissipateurs thermiques.

### 3 Organisation de la première année de thèse

La première année de thèse était principalement orientée vers l'appropriation du sujet et des connaissances associées ainsi que vers le choix de la topologie qui sera retenue pour la suite du projet. Une fois le contexte étudié au sein de l'entreprise, un important travail de recherche bibliographique et d'évaluation des topologies de convertisseurs a été effectué. Ce travail s'est déroulé suivant la chronologie suivante : dans un premier temps, les alimentations à découpage les plus courantes ont été étudiées, puis, les techniques de commutation douce. Une fois les topologies les plus pertinentes déterminées, une méthode d'évaluation a été mise en place et appliquée aboutissant à un choix restreint de topologies envisageables. Ces topologies ont ensuite fait l'objet de tests préliminaires sur plaques d'essais avant que ne soit choisie la topologie unique sur laquelle s'appuiera la suite de la thèse.

# 2 Etude bibliographique

Pour cette première année, l'étude bibliographique était orientée sur les différentes topologies permettant d'atteindre les objectifs requis par le cahier des charges. La recherche s'est donc, dans un premier temps, orienté vers les topologies permettant une large plage de tension d'entrée avant de s'orienter vers les différentes techniques de réduction des pertes en commutation.

# 1 Topologies large plage

Les topologies étudiées dans un premier temps ont été les topologies les plus courantes, à commutation dure [1,2], afin d'évaluer quelles familles d'architectures et quels modes de commande étaient déjà utilisées ou pouvaient éventuellement l'être pour réaliser des alimentations à large plage de tension d'alimentation. Cette étude a rapidement abouti à la conclusion que les topologies répondant le mieux aux contraintes de large tension d'entrée étaient les topologies Flyback car possédant une fonction de transfert de la forme  $N \frac{\alpha}{1-\alpha}$  permettant une large dynamique à la fois en abaisseur et en rehausseur de tension. De leur côté, les topologies à transfert direct telles que les alimentations Forward, Bridge & Push-Pull, présentant une fonction de transfert du type  $N\alpha$  peuvent néanmoins assurer un fonctionnement sur une plage assez large dans le cas d'une dissociation en deux plages de fonctionnement. La pertinence de cette seconde possibilité, nécessitant des techniques de reconfiguration du transformateur sans interruption du fonctionnement du convertisseur [3], sera traitée ultérieurement dans ce document.

# 2 Topologies résonnantes

Les topologies résonnantes telles que le convertisseur LLC [4] [5] sont reconnues depuis près d'une décennie pour leurs performances en termes de rendement et de compatibilité électromagnétique. Ces topologies présentent en effet des formes de courant douces, intéressantes afin de réduire le bruit haute fréquence ainsi que des commutations douces sur les interrupteurs primaires &

secondaires.

Néanmoins, ces topologies présentent deux inconvénients majeurs :

- La fonction de transfert du dispositif ne permet pas une variation d'un facteur 10 entre les tensions d'entrée minimales et maximales, ce qui rend impossible l'utilisation de ces topologies pour nos applications dans leur configuration initiale, seul un dispositif à rapport de transformation variable, dit de « range-winding » permettrait éventuellement de remplir cette contrainte, et ce au prix d'une adaptation complexe due à la modification du circuit résonnant.
- La résonnance en courant dans le condensateur résonant monté en série avec le transformateur pose un problème de dimensionnement. En effet, la totalité de l'énergie transférée ainsi que l'énergie circulante au primaire l'est à travers cette capacité. A faible tension d'entrée, le courant efficace (RMS) traversant le condensateur impose à celui-ci un surdimensionnement incompatible avec le besoin de compacité et de faible coût du produit.

En conséquence, je me suis orienté vers des topologies permettant un transfert plus étalé de l'énergie causant ainsi des contraintes moindres sur les composants.

# 3 Topologies Active-Clamp

Les circuits active-clamp ont pour principales fonctions de réduire le stress subi par les composants au primaire [6] majoritairement dû aux surtensions induites par les inductances de fuite du transformateur ainsi que de démagnétiser le transformateur dans le cas de topologies à transfert direct tels que les alimentations Forward [7]. Ce clamp actif détourne le courant dans le transformateur (magnétisant ou courant de fuite) dans une capacité auxiliaire avant de le réinjecter dans le transformateur. Ce circuit, malgré la complexité de sa commande, a acquis sa popularité car il permettait un recyclage de cette énergie, ainsi que la suppression de l'enroulement auxiliaire de démagnétisation de l'alimentation Forward.

Dans un second temps, la capacité de ces dispositifs à permettre une commutation douce au primaire a été exploitée. Le dimensionnement correct de l'inductance de fuite ainsi que la bonne gestion d'un temps mort entre les commutations des transistors primaire et auxiliaire permet ainsi de provoquer la commutation à tension nulle de l'interrupteur principal. Ce développement, effet collatéral du circuit active-clamp, est devenu par la suite une référence parmi les techniques de commutation douce dans les alimentations Forward & Flyback, donnant naissance à de nombreuses variantes [6] [8-10] dont les plus pertinentes seront étudiées dans les pages suivantes.

## Clamp Haut et Bas

L'active-clamp présente deux grandes topologies de référence [8], le clamp supérieur et le clamp inférieur. Chacun d'entre eux présente ses avantages et ses problématiques propres. Outre les effets sur les contraintes imposées aux composants, celles-ci sont également liés aux types de composants utilisables ainsi qu'à la façon de les commander.

#### Clamp haut

Cette topologie, représentée en Figure 1, repose sur l'utilisation d'un circuit de clamp actif aux bornes du primaire du transformateur, dont le but est d'absorber le pic d'énergie issu de l'inductance de fuite, puis la réinitialisation du magnétisant du primaire et enfin l'aide à l'ouverture du transistor de puissance au primaire. Ce circuit permet une commutation à zéro de tension, mais seulement dans une plage de fonctionnement limitée par l'énergie accumulée dans l'inductance de fuite, donc par la charge au secondaire et la tension au primaire. L'implantation physique de ce circuit ne nécessite que deux composants supplémentaires par rapport à la topologie originelle : un interrupteur MOSFET de type N et un condensateur. Le schéma du reste du circuit restant inchangé dans le cas d'une alimentation Flyback, et il est allégé dans le cas d'une topologie Forward, l'enroulement de démagnétisation n'étant alors plus néccessaire.



Figure 1 Structure Forward Clamp Actif Haut

Avantages	Inconvénients
Commutation douce en tension au primaire (ZVS)	Commutation douce fonction du courant de charge donc perte du ZVS à faible charge ou forte tension d'entrée
dv/dt faible pour les interrupteurs du primaire et secondaire	Le condensateur doit supporter une tension supérieure à la tension d'entrée.
Utilisation des éléments parasites du transformateur	Arrêt contrôlé nécessaire.
Rapport cyclique >0,5 possible	La plage de fonctionnement est limitée par la tension de clamp de la forme : $\frac{\alpha}{1-\alpha}V_{in}$ .
	Commande du transistor de clamp flottante

Comme on peut le constater dans le tableau résumé ci-dessus, cette topologie montre plusieurs des qualités requises pour se conformer à nos besoins, telles que la commutation douce et l'extension de la plage de fonctionnement par rapport à une topologie sans clamp actif.
Mais la commande flottante du transistor auxiliaire est le principal problème issu de l'utilisation de cette configuration, qui possède également le défaut d'une limitation de la plage de fonctionnement par les surtensions aux bornes du circuit de clamp imposant un surdimensionnement de la tenue en tension des composants au primaire.

#### Clamp Bas

Cette topologie, représentée en Figure 2, repose sur les mêmes principes que l'active-clamp Haut et apporte les mêmes bénéfices que celui-ci en termes de fonctionnalités : démagnétisation, écrêtage de la tension de drain de l'interrupteur principal et commutation douce de ce dernier. Les surtensions sur la capacité et le transistor augmentent avec le rapport cyclique en  $\frac{1}{1-\alpha}V_{in}$ , donc plus fortement qu'avec la structure Clamp-Haut, ce qui limite la plage d'utilisation de ce dispositif. La commande du transistor de clamp est simplifiée, le potentiel de source de celui-ci n'étant plus flottant. Mais l'orientation de la diode intrinsèque nous impose alors l'utilisation d'un transistor PMOS, moins performant qu'un NMOS.



Figure 2 Topologie Forward Clamp Actif Bas

Avantages	Inconvénients							
	Commutation douce fonction du courant de							
Commutation douce au primaire (ZVS)	charge donc perte du ZVS à faible charge ou							
	forte tension d'entrée							
dv/dt faible pour les interrupteurs du primaire et	Le condensateur doit supporter une tension							
secondaire	supérieure à la tension d'entrée.							
Suppression des pics de courant	Le transistor subit une tension élevée.							
Utilisation des éléments parasites du	Arrêt contrôlé nécessaire.							
transformateur								
Rapport cyclique >0,5 possible	Utilisation d'un transistor PMOS							
	La plage de fonctionnement est limitée par la							
Commande directe du transistor de clamp	tension de clamp de la forme : $\frac{1}{1-\alpha}V_{in}$ .							

Dans les deux cas, l'équation régissant la commutation douce de l'interrupteur principal est la même : l'énergie stockée dans l'inductance de fuite au primaire du transformateur doit être au

moins égale à l'énergie contenue dans la capacité résonnante constituée de la capacité drain-source de l'interrupteur principal, soit :

$$\frac{1}{2}L_{fuite}.\,i_{in}^2 > \frac{1}{2}C_{DS}.\,V_{in}^2$$

Cette contrainte est le principal élément expliquant les difficultés de l'extension des alimentations active-clamp aux larges plages de tension. En effet, dans le cas d'un dispositif à large plage de tension d'entrée, les conditions nécessaires à la commutation douce dans la configuration la plus défavorable : (tension d'entrée élevée et faible charge) imposent une inductance série, généralement matérialisée par l'inductance de fuite, importante au transformateur, et donc une quantité d'énergie circulante importante dans le circuit de clamp lorsque le courant primaire est à son maximum. C'est l'optimisation de ce compromis entre commutation douce et pertes joules au primaire qui devra faire l'objet de l'étude la plus approfondie afin de remplir le cahier des charges sur la totalité du domaine de fonctionnement.

#### Topologies dérivées

Afin de réduire cette contrainte sur l'inductance de fuite, plusieurs topologies ont été étudiées, utilisant notamment un déphasage du redresseur secondaire [11] ou un circuit résonant supplémentaire en parallèle de l'active-clamp [10]. Ces circuits ne nous sont pas apparus comme pleinement satisfaisant car soit trop coûteux en composants, soit impossibles à réaliser en pratique comme c'est le cas pour la précision de la commande du redresseur synchrone, incompatible avec les hautes fréquences et l'isolation galvanique entre primaire et secondaire.

#### Topologies à transistors ou enroulements multiples

Afin de réduire les tensions supportées par les composants, il est possible d'utiliser plusieurs interrupteurs et de répartir ainsi les contraintes en tensions sur plusieurs composants [9,12-15]. Cette stratégie, a priori attractive car élargissant le choix de nos composants aux MOSFET basse tension. Pourtant, la complexité de la commande ainsi que l'encombrement issu des composants de puissance supplémentaires et des éléments de contrôle associés rend peu rentable cette option.

Pour pallier la faible plage de fonctionnement des topologies à transfert direct telles que les topologies Forward pont et demi-pont, les topologies à rapport de transformation variable ou « Range Winding » sont une solution couramment utilisée [3] [16]. Leur principal domaine d'application est le maintien temporaire de l'alimentation dans les salles de serveurs informatiques lors des chutes de tension d'alimentation. Cette solution est applicable dans ces domaines car l'optimisation porte sur un seul mode de fonctionnement, le second mode de fonctionnement étant transitoire. Le rendement du second mode de fonctionnement n'a donc pas un impact important sur le dimensionnement thermique et mécanique du convertisseur, le seul besoin étant le maintien de l'alimentation de la charge pendant une courte durée.

#### Conclusion de la recherche bibliographique

L'étude de ces diverses techniques de commutation douce et d'extension de la plage de fonctionnement des topologies aura certes permis d'orienter les recherches vers certaines

topologies, notamment les convertisseurs à clamp actif, mais une évaluation numérique semble nécessaire afin de confirmer des choix davantage justifiés par l'expérience.

#### 4 Évaluation de topologies

Une fois les principales familles de topologies utilisables identifiées par l'étude bibliographique, la sélection des topologies les plus adaptées s'est faite à travers l'étude des contraintes. Ce dimensionnement permet ainsi d'évaluer rapidement la faisabilité de chacun des dispositifs envisagés.

Une fois un faible nombre de topologies choisies, celles-ci sont ensuite simulées puis testées sur plaquette d'essais afin de comparer les fonctionnements réels et théoriques.

#### Évaluation par facteur de charge

#### Définition de la méthode d'évaluation

Afin d'évaluer et de comparer rapidement plusieurs topologies, j'ai utilisé la notion de facteur de charge [17]. Il s'agit de calculer les grandeurs électriques en jeu dans le dimensionnement des composants afin d'évaluer les contraintes appliquées aux composants du circuit et d'identifier les éléments critiques de chaque topologies.

Les grandeurs électriques en jeu dans les composants sont :

- Le courant RMS, qui par pertes joules (soit via la R<sub>DSon</sub> des MOSFET, la résistance équivalente série (ESR) des Condensateurs ou la chute de tension des diodes) affecte le dimensionnement thermique des composants. Ce paramètre est également présent dans les Datasheets des composants, permettant un choix rapide des composants réels lors de la conception d'une maquette.
- La tension Pic aux bornes du composant, dimensionne la résistance aux surtensions des composants caractérisée par la tension inverse maximale dans les diodes, la tension drainsource dans les MOSFET et la tension maximale aux bornes des condensateurs. Cette contrainte en tension pic impacte tant les dimensions physiques que le coût et les performances des composants.

Ce produit courant-tension, homogène à une puissance, est divisé par la puissance totale du dispositif afin de le rendre indépendant de celle-ci.

Le calcul du facteur de charge de chaque élément tel que nous le définissons pour notre étude, prenant en compte les contraintes de pertes joule et de claquage, se formule donc ainsi :

$$F_{Charge} = \frac{I_{RMS} * V_{Pic}}{P_{sortie}}$$

Le facteur de charge total de la topologie est obtenu par la somme des facteurs de charge des composants de puissance : transistors, diodes, inductance, condensateurs et transformateurs.

La comparaison de ces facteurs de charge globaux ainsi que de leur répartition par type de composant m'a permis d'évaluer rapidement plusieurs topologies similaires afin d'avoir une image des contraintes sur les composants ( corrélée au coût et à l'encombrement).

#### Résultats obtenus

Les principales configurations possibles pour les alimentations à commutation douce ont été étudiées afin de déterminer les éléments les plus contraints et de déterminer les topologies les plus pertinentes.

#### Structures de base

Dans un premier temps, le comparatif s'est porté sur les topologies qui nous semblaient les plus pertinentes, à savoir les topologies active-clamp. Pour ce faire, nous avons étudié les différents types de clamp : haut/bas, et résonant, ainsi que les différents types de transfert d'énergie : indirect par la Flyback et direct par la Forward.

Les facteurs de charge obtenus (courbe Figure 3), nous ont permis d'identifier rapidement les topologies les moins viables pour notre application, telle que le clamp actif bas (courbe bleu) dont les contraintes augmentent fortement aux rapports cycliques faibles, soit aux tensions les plus élevées.





Cette première étude par facteur de charge nous a orientés vers l'utilisation de clamp haut, permettant une importante réduction des contraintes sur les composants au primaire.

Dans le même temps, cette étude nous a confirmé l'équivalence en termes de contraintes sur les composants des topologies Forward et Flyback, au détail près que les contraintes sont plus fortes sur le transformateur dans la Flyback, et sur l'interrupteur principal dans la Forward.

#### Structures à transformateurs multiples et forward quasi-résonant

Les structures à transformateurs multiples sont, d'un point de vue industriel, un choix peu pertinent. En effet, le transformateur, élément critique du convertisseur, est également l'élément le plus encombrant et le plus coûteux. Néanmoins, nous avons voulu étudier cette piste afin de confirmer l'absence d'un fossé de performances entre les topologies à 1 et 2 transformateurs qui pourrait rendre cette famille de topologies compétitive.

Nous avons ainsi constaté que les contraintes sur les topologies résonnantes [18](Figure 4, courbe rose) étaient bien trop fortes à faible tension d'alimentation, rendant le dimensionnement des composants problématique. Cette étude nous a également permis d'étudier l'effet des topologies reconfigurables par des techniques de « range-winding », dont l'impact sur le facteur de charge est immédiatement repérable, comme on peut le constater sur le graphique Figure 4 avec les facteurs de charges d'une même topologie [13] avec (cyan) et sans (rouge) range winding.

L'impact de la technique de range-winding, bien que réel reste donc limité et contrebalancé par le coût en composants nécessaire à sa mise en place.



Figure 4 : Facteur de charge calculés pour plusieurs alimentations multi-transformateurs et pour une alimentation Forward guasi-résonnante

#### Limites de l'évaluation par facteur de charge

L'évaluation par facteur de charge permet certes une comparaison de deux topologies proches uneà-une mais dès que le nombre de composants est différent entre les topologies, cette évaluation est biaisée car elle accorde le même poids à tous les composants et obéit à une loi linéaire ne correspondant pas à la réalité physique des dimensions et du coût des composants.

#### Conclusion sur l'étude par les facteurs de charge

L'étude par facteur de charges a permis de confirmer mathématiquement le ressenti des industriels concernant plusieurs types de topologies. Notamment l'impossibilité d'utiliser des circuits résonants sur de très larges plages de tension d'entrée lorsque la capacité résonnante est soumise à ces larges variations [18]. L'évaluation de circuits parallèles ou série a quant à elle conclu à une absence de gain significatif. Enfin, parmi les topologies à clamp actif, les topologies à clamp supérieur

montrent des contraintes moins fortes sur les composants, et ont donc été privilégiées à l'issue de cette analyse par facteurs de charge.

# 5 Conclusions de l'étude bibliographique et de l'évaluation par facteur de charge

L'étude bibliographique a permis d'étudier les diverses stratégies pouvant être appliquées à la commutation douce des alimentations à découpage. Cette étude exhaustive a révélé le besoin d'une technique d'évaluation des topologies permettant de justifier les choix effectués en fonction d'un critère de faisabilité. La sélection des topologies possibles a donc été affinée grâce à une évaluation par facteurs de charge, bien que celle-ci souffre d'un biais concernant l'évaluation de topologies ayant un nombre différent de composants. Cette phase initiale de la thèse se conclut donc par un choix argumenté et justifié de deux topologies prometteuses qui seront étudiée plus finement et testées au cours de la thèse : la topologie forward à résonance secondaire, dont le circuit résonant n'est pas soumis aux fortes contraintes de la topologie à résonance primaire étudiée en [18], ainsi que la topologie Flyback à clamp actif haut.

### 3 Travaux réalisés

Dans un premier temps, au cours de l'étude bibliographique, afin de valider une étude annexe portant sur les clamps passifs, nous avons réalisé une maquette permettant de confirmer une étude théorique sur les performances comparées de plusieurs types de clamps passifs.

Une fois l'étude bibliographique réalisée, nous avons choisi d'étudier plus finement deux voies :

- Les alimentations à résonnance secondaire [19-21], permettant de réduire les contraintes sur le condensateur résonant qui n'est plus contraint que par le courant de sortie et la tension de consigne de la charge.
- Les alimentations Flyback à clamp actif [6] [22], permettant des contraintes sur les composants semblables à celles supportées par les alimentations à commutation dure.

#### 1 Clamps passifs dissipatifs et non-dissipatifs

Dans un premier temps, nous avons trouvé judicieux d'étudier également les dispositifs de récupération d'énergie sur les dispositifs à commutation dure, afin d'observer tous les effets issus du recyclage d'énergie au primaire, ce type de dispositif étant à l'origine des systèmes active-clamp. En effet, les clamps passifs, dispositifs de réduction des pics de tension provoqués par les courants dans l'inductance de fuite dans les alimentations Flyback, ont le même but que les dispositifs active-clamp, mais sont dépourvus de commande et donc bien plus aisés à mettre en œuvre.

Deux familles de dispositifs de clamp passifs ont donc été étudiées : l'une dissipative utilisant une diode Zener (Figure 5, bas) ou une résistance (Figure 5, haut) [23-25], et le second à récupération d'énergie via un enroulement auxiliaire (Figure 6) [5,26,27].



Figure 6 Montage écrêteur à récupération par enroulement Auxiliaire

L'étude a été effectuée en simulation puis sur maquette, par comparaison directe des circuits de clamp passifs sur une même cellule de puissance.

Cette étude a montré que même si le rendement de l'alimentation à récupération d'énergie était plus élevé que celui des alimentations à clamp dissipatif dans la plupart des cas, celle-ci voyait son rendement chuter en deçà de celui de l'alimentation dissipative dès que le courant primaire devenait trop important, ce qui a été constaté lors de mesures, dont les courbes des rendements sont présentées Figure 7.





Cet effet, dû au courant circulant important au primaire est un phénomène commun dans les alimentations à clamp, qu'il soit actif ou passif : les conditions de fonctionnement peuvent amener un circuit a priori plus efficace à voir son rendement s'effondrer à l'approche des limites de saturation du transformateur, le courant primaire ajouté au courant circulant devenant trop important et augmentant ainsi les pertes fer. Le coût de la récupération d'énergie est alors plus important que la quantité d'énergie sauvée.

Cette étude, permettant d'élargir la plage de rendement maximum d'une alimentation à commutation dure est déjà une amélioration significative des alimentations à commutation dures. Par la suite, seules les alimentations à commutation douces seront étudiées, celles-ci présentant, outre un rendement plus élevé, des besoins en filtrage bien plus faibles

#### 2 Forward à résonnance secondaire

Les alimentations Forward à résonnance secondaire ont l'avantage sur les alimentations forward active-clamp conventionnelles de permettre une commutation douce des interrupteurs secondaires ainsi qu'une forme d'onde du courant en sinus redressé, moins contraignante en termes de CEM, comme dans le cas des alimentations résonnantes type LLC. Cette topologie a également pour qualité d'intégrer son circuit résonant au secondaire, permettant ainsi de réduire les contraintes de dimensionnement du condensateur résonant qui ne sera pas soumis aux grandes variations de tension et de courant du circuit primaire.



Figure 8 Alimentation Forward à résonnance secondaire

Néanmoins, ce circuit est limité en plage de fonctionnement par la période de résonnance et par sa fonction de transfert :

$$\frac{V_o}{V_{IN}} = \frac{L_m}{n * (1 - \alpha) * (L_m + L_{fuite \ primaire})}$$

La limitation par la période de résonnance a pu être réduite par l'intermédiaire d'une commande en fréquence variable réduisant les pertes en conduction primaire et les pertes fer en fonction du rapport cyclique imposé par les tensions d'entrée et de sortie.

Cette commande en fréquence variable, permet une réduction des pertes fer et des pertes joules issues du courant circulant au primaire. Lors de l'utilisation sur une large plage de rapport cyclique, cette technique apporte une amélioration conséquente du gain, avec une amélioration maximale à rapport cyclique 0,5. L'amélioration du rendement apportée par cette commande en fréquence variable a été validée en simulation avec une amélioration maximale de rendement de 5% observable sur la courbe ci-dessous et confirmée lors d'essais sur une première maquette.



Tension d'entrée

#### Figure 9 Amélioration estimée du rendement grâce à une fréquence de découpage variable

La limitation de plage de fonctionnement imposée par la fonction de transfert en  $\frac{1}{1-\alpha}$  peut être résolue par l'utilisation d'une technique de range-winding.

Ces topologies ont été modélisées puis simulées, nous permettant d'espérer un rendement de 87 à 92% sur toute la plage optimale de fonctionnement en utilisant les mêmes matériaux magnétiques et les mêmes types de MOSFET que ceux actuellement utilisés.

Afin de vérifier expérimentalement le fonctionnement du dispositif, le montage a été réalisé pour la demi-plage basse de fonctionnement du circuit à résonnance secondaire, entre 16 et 60V. Le rendement maximal observé est de 83%, mais la réalisation imparfaite de la commutation douce au primaire ainsi que la qualité du routage et des transistors laissent une marge de progression conséquente pour l'amélioration des performances du dispositif.

#### Conclusions sur la topologie active-clamp à résonnance secondaire

Cette topologie a été étudiée, modélisée, simulée et testée. Les résultats montrent que l'utilisation de cette topologie est une éventualité viable, mais la dissociation des plages de fonctionnement, même résolue par l'utilisation de deux secondaires, pose un problème industriel, l'encombrement et le coût des circuits secondaires de résonance et de filtrage étant doublés. Cette solution ne sera donc pas choisie pour la suite de la thèse, mais sera utilisable ultérieurement par l'industriel dans le cadre d'applications plus adaptées.

Les idées développées au cours de ce travail ont néanmoins permis de valider le processus de conception et d'insister sur la nécessité d'un investissement important afin de réaliser une première maquette sur PCB et de réduire l'influence des éléments parasites inhérents aux montages sur plaques de test.

# 3 Modélisation et dimensionnement d'une alimentation Flyback Active-Clamp correspondant au cahier des charges

La topologie Forward à résonnance secondaire n'a pas été retenue pour l'application industrielle, l'ajout d'enroulements au transformateur ainsi que l'ajout d'interrupteurs posant des problèmes d'encombrement ainsi que de coût non négligeables. Nous avons donc orienté nos recherches vers la topologie Flyback active-clamp haut, qui, au terme de la recherche bibliographique et de l'analyse par les facteurs de charge, apparait comme étant la topologie la plus prometteuse.

Cette topologie a pu être dimensionnée sur la totalité de la plage de fonctionnement requise par le cahier des charges, pour obtenir un rendement minimal de 86% à charge maximale et tension d'alimentation statique minimale (16,7V) observable sur le graphique suivant. On constate sur le graphique Figure 10 que les pertes les plus importantes ont lieu dans une plage de fonctionnement dans laquelle les pertes en commutation, ici quasi-nulles car la commutation s'effectue à tension nulle, seraient moindres en commutation dure car la tension aux bornes de l'interrupteur y est plus faible.

Rendement en % en fonction de la puissance de sortie et de la tension d'entrée



Figure 10 Rendements en pourcentages calculés de l'alimentation Flyback Active-Clamp en fonction de la Puissance de sortie sous 24V et de la Tension d'entrée.

La problématique apparaissant lors de l'évaluation des pertes dans les composants est que le maintien d'une commutation à Zéro de tension dans le transistor principal se paie par une inductance de fuite au primaire surdimensionnée et par conséquent une énergie stockée dans cette inductance bien trop importante à faible tension qui est ensuite partiellement dissipée dans le circuit de clamp.

Ce dimensionnement aura donc bien permis de valider la possibilité de réaliser une alimentation Flyback active-clamp sur la totalité de la plage de fonctionnement voulue.

Il a également mis en exergue la possibilité d'abandon de la commutation douce sur certaines plages de fonctionnement, ce maintien de la commutation douce pouvant s'avérer couteux dans le cas de forts courants primaires, tout comme les clamps passifs étudiés plus tôt qui peuvent s'avérer non-rentables lorsque le courant circulant primaire devient trop important.

### 4 Travaux prévus

#### 1 Dimensionnement d'une alimentation dual mode : Active clamp, Quasirésonnante

Afin de permettre une optimisation, il faudra dans un premier temps modéliser les pertes en commutation dure des transistors dans le cas de la quasi-résonnance, ce modèle permettant par la suite d'adapter les creux de tension à la commutation offrant le meilleur rapport contrainte/gain sur le circuit.

Une fois ce second modèle de pertes réalisé, un modèle commun sera réalisé, afin d'optimiser le dimensionnement de l'alimentation pour un rendement maximal sur toute la plage de fonctionnement, répartie sur les deux modes.

#### 2 Tests de la maquette en boucle ouverte

Une fois le dimensionnement de l'alimentation mixte réalisé, celle-ci sera simulée puis réalisée, afin d'effectuer une comparaison des rendements attendus et obtenus.

Cette première maquette nécessitera la détermination des composants adaptés ainsi qu'un routage optimisé afin de réduire les bruits au minimum et de faciliter les mesures.

Pour effectuer rapidement les mesures et valider la cellule de puissance, la commande du circuit sera effectuée en boucle ouverte mais le PCB devra inclure la connectique nécessaire afin d'y adapter une commande en boucle fermée qui sera insérée dans une phase ultérieure du développement.

#### 3 Conception de la commande en boucle fermée

Une fois le fonctionnement et les performances validés en boucle ouverte, nous concevrons la commande en boucle fermée de l'alimentation.

Outre la stabilité et la précision attendues, le contrôleur devra intégrer la gestion des modes de commande active clamp, soit à commutation douce, soit à commutation en creux de tension pendant la phase de résonnance.

Le choix du type de contrôleur devra se faire en collaboration avec l'industriel, afin que celui-ci soit compatible avec les contraintes physiques et économiques associées au produit final. Il s'agira vraisemblablement d'un contrôleur numérique semi-programmable qu'il faudra donc programmer et tester avant de l'implémenter sur la maquette réalisée précédemment.

#### 4 Évaluation de l'impact des nouvelles technologies

Afin d'anticiper l'évolution des technologies de composants dans les alimentations électriques, une fois la conception de l'alimentation conforme au cahier des charges réalisée, j'effectuerai une étude concernant l'impact des nouveaux types de composants sur les performances de mon système. Cette étude touchera principalement les composants actifs tels que les transistors GaN & SiC, ainsi que le transformateur avec l'étude des récentes technologies de noyaux.

Cette étude devra aboutir à la réalisation d'un dernier prototype, fonctionnant sur la même base que le prototype précédent et améliorant sensiblement ses performances.

#### 5 Publications envisagées

L'utilisation de l'alimentation Flyback Active-Clamp sur une telle plage de tension d'entrée possède déjà un caractère de nouveauté suggérant la possibilité d'une publication si les performances voulues sont obtenues.

De plus, le fonctionnement sur deux modes de l'alimentation Flyback active-clamp, à savoir le mode de commutation à zéro de tension et le mode de commutation en creux de tension semble lui

aussi peu courant. La littérature fait déjà état de topologies quasi résonnantes simples, ou d'activeclamp à commutation douce simple, mais le dimensionnement, l'optimisation et la réalisation pratique d'un dispositif mixte entre commutation douce Active-Clamp et commutation dure en creux de tension n'ont, à ma connaissance, pas fait l'objet de publications scientifiques. Il y a certes une certaine difficulté à exprimer l'intérêt d'un fonctionnement dégradé sur une partie de la plage de fonctionnement, mais la démonstration de la loi de dimensionnement permettant d'arriver à cet optimum a une utilité incontestable dans la conception d'alimentation large plage, dont le fonctionnement requiert plusieurs modes de commutation.

## 5 Études transversales

Au cours de cette première année, plusieurs thématiques ont été largement abordées, et même si ces voies n'ont pas abouti aux résultats escomptés à ce jour. Les résultats de ces travaux restent pertinents et peuvent faire l'objet de travaux plus approfondis en vue de publication.

#### 1 Alimentation Forward à résonnance secondaire

L'alimentation forward à résonnance secondaire large plage a montré son potentiel, et l'application d'une commande en fréquence variable pour le contrôle aboutit effectivement à un rendement supérieur. Néanmoins, les rendements obtenus sur la première maquette sont encore insuffisants pour envisager une publication. Il nous faut réaliser une seconde maquette, sur PCB afin d'obtenir des rendements corrects, puis éventuellement implémenter une commande en boucle fermée, une fois les compétences en contrôle numérique d'alimentation acquises lors de la conception de l'alimentation Flyback Active-Clamp.

#### Objectifs :

1 publication concernant l'optimisation du fonctionnement en fréquence variable.

1 publication concernant l'implémentation de la loi de commande.

#### 2 Règle de dimensionnement du clamp passif optimal

La démonstration de l'utilité d'un clamp passif semi-dissipatif nécessite la mise en équation des pertes, afin de justifier mathématiquement le ratio d'énergie dissipée ainsi qu'une loi de dimensionnement. Ce travail pourra être éventuellement utilisable pour une note d'application ou une conférence nationale.

#### 3 Emploi du temps pour les deux années suivantes

		- 4			Q2 14		Q3 14			Q4 14		Q1 15		Q1 15		Q1 15		Q2 15			Q3 15			Q4 15			Q1 16			Q2 16	
ID	Nom de täche	Debut	Terminer	Durée	juin	juil.	août	sept.	oct.	nov.	déc.	janv.	févr.	mars	avr.	mai	juin	juil.	août	sept.	oct.	nov.	déc.	janv. J	évr.	mars a	avr.	mai j	iuin		
1	Modélisation-dimensionnement	02/06/2014	01/08/2014	45j																											
2	Réalisation & test d'une maquette en B.O.	04/08/2014	28/11/2014	85j																											
3	Conception de l'asservissement	02/12/2014	16/03/2015	75j									<b>_</b>																		
4	Implémentation de l'asservissement	17/03/2015	20/07/2015	90j	4								4				<b>_</b>														
5	Evaluation des technologies de compo.	24/07/2015	26/11/2015	90j													L				_	Ь									
6	Réalisation d'une 2° maquette	03/12/2015	01/03/2016	64j																		L	-			כ					
7	Rédaction	04/03/2016	05/07/2016	88j																					L						
8	Réalisation d'une maquette Forward Res.	04/08/2014	03/10/2014	45j										_																	
9	Réalisation de l'asservissement Fwd.	02/04/2015	02/06/2015	44j										L																	
10	Démonstration de l'optimisation des snubbers passifs semi-dissipatifs	02/12/2014	02/01/2015	24j																											

## 6 Conclusion

Au cours de cette première année, l'accent a été mis sur la recherche bibliographique concernant les possibilités d'amélioration du rendement des alimentations isolées. Ces recherches ont principalement porté sur les commutations douces. Les trois principales techniques de commutation douce dans les alimentations ont été abordées :

- Les topologies résonnantes, qui n'ont pas permis d'obtenir les plages de tension d'alimentation voulues sans surdimensionnement des composants.
- Les topologies quasi-résonnantes, posant les mêmes problématiques de dimensionnement des composants résonants lorsque ceux-ci sont situés au primaire.
- Les topologies active-clamp, permettant une commutation douce sur une plage relativement large, mais nécessitant un compromis entre commutation douce et performances en faible tension d'entrée.

A la suite de cette étude bibliographique, une évaluation des contraintes imposées par chaque famille de topologies a été effectuée afin d'évaluer les techniques les plus prometteuses. Cette évaluation nous a permis de justifier l'abandon des topologies résonnantes ainsi que le choix des topologies active-clamp haut.

Suite à ces travaux, deux topologies ont été retenues pour une étude plus approfondie :

- Une topologie quasi-résonnante secondaire a été étudiée, dimensionnée puis testée. Cette topologie, malgré des performances intéressantes n'a pas été retenue du fait des difficultés de maintien de la plage de fonctionnement.
- Une topologie Flyback active-Clamp a été modélisée et est actuellement en phase de simulation. C'est sur cette topologie que s'orienteront nos efforts au cours des deux années à venir.

Au cours des prochains mois, la topologie active clamp sera dimensionnée afin d'obtenir un fonctionnement optimum sur deux modes de fonctionnement, une commutation douce en faible tension d'entrée et une commutation quasi-résonnante en creux de tension pour les fortes tensions d'alimentation.

Par la suite, une première maquette sera réalisée afin de confirmer les performances du système en boucle ouverte.

Le dispositif de contrôle en boucle fermée sera ensuite réalisé dans l'optique d'une optimisation autonome du mode de fonctionnement.

Enfin, les derniers mois de thèses seront dédiés à l'amélioration du produit par l'utilisation des plus récentes technologies de composants actifs & passifs.

Au cours de ces deux prochaines années, plusieurs projets de publications seront réalisés. Les travaux en cours concernant l'alimentation Flyback large plage fonctionnant selon plusieurs lois de commandes devront faire l'objet d'une voir plusieurs publications. Les travaux déjà effectués sur la récupération d'énergie dans les alimentations à commutation dure ainsi que les travaux d'optimisation de la commande d'une alimentation forward à résonnance secondaire feront également l'objet d'une publication afin de valoriser les travaux déjà effectués.

### 7 Travaux cités

- [1] P. Barrade, Electronique de Puissance Méthodologie et convertisseurs élémentaires, EPFL, Éd., Presses polytechniques et universitaires romandes, 2006.
- [2] R. w. Erickson et D. Maksimovic, Fundamentals of power electronics, 2 éd., KAP, Éd., KAP, 2001, p. 377.
- [3] B. Yang, P. Xu et F. Lee, «Range winding for wide input range front end DC/DC converter,» chez Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2001. APEC 2001. Sixteenth Annual IEEE, 2001.
- [4] B. Yang, F. Lee, A. Zhang et G. Huang, «LLC resonant converter for front end DC/DC conversion,» chez Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2002. APEC 2002. Seventeenth Annual IEEE, 2002.
- [5] J.-P. Ferrieux et F. Forest, Alimentations à découpage Convertisseurs à résonnance, 3 éd., Dunod, Éd., Dunod, 1999, pp. 56-58.
- [6] B.-R. lin, H.-K. Chiang, K.-C. Chen et D. Wang, «Analysis, design and implementation of an active clamp flyback converter,» chez Power Electronics and Drives Systems, 2005. PEDS 2005. International Conference on, 2005.
- [7] H. Huang, «Design guidelines on the effect of resonant transitions of forward converter on efficiency with active clamp,» chez Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2008. APEC 2008. Twenty-Third Annual IEEE, 2008.
- [8] S. Mappus, «SLUA322,» 2004.
- [9] K.-B. Park, G.-W. Moon et M.-J. Youn, «Two-Switch Active-Clamp Forward Converter With One Clamp Diode and Delayed Turnoff Gate Signal,» Industrial Electronics, IEEE Transactions on, vol. 58, n° %110, pp. 4768-4772, 2011.
- [10] S. Yang, Z. Qian, Q. Ouyang et F. Peng, «An improved active-clamp ZVS forward converter circuit,» chez Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2008. APEC 2008. Twenty-Third Annual IEEE, 2008.
- [11] S.-S. Lee, S.-W. Choi et G.-W. Moon, «High-Efficiency Active-Clamp Forward Converter With Transient Current Build-Up (TCB) ZVS Technique,» Industrial Electronics, IEEE Transactions on, vol. 54, n° %11, pp. 310-318, 2007.
- [12] G. Zhang, X. Wu, W. Yuan, J. Zhang et Z. Qian, «A New Interleaved Active-Clamp Forward Converter with Parallel Input and Series-Parallel Output,» chez Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2009. APEC 2009. Twenty-Fourth Annual IEEE, 2009.
- [13] S.-J. Chen, S.-P. Yang et M.-F. Cho, «Analysis and design of an interleaved series input parallel output ZVS forward converter,» chez Power Electronics and Drive Systems, 2009. PEDS 2009. International Conference on, 2009.
- [14] Y.-K. Lo, T.-S. Kao et J.-Y. Lin, «Analysis and Design of an Interleaved Active-Clamping

Forward Converter,» Industrial Electronics, IEEE Transactions on, vol. 54, n° %14, pp. 2323-2332, 2007.

- [15] P. Rong, W. Chen et Z. Lu, «A novel active clamped dual switch flyback converter,» chez Power Electronics and Motion Control Conference, 2009. IPEMC '09. IEEE 6th International, 2009.
- [16] X. Wang, F. Tian et I. Batarseh, «High Efficiency Parallel Post Regulator for Wide Range Input DC-DC Converter,» Power Electronics, IEEE Transactions on, vol. 23, n° %12, pp. 852-858, March 2008.
- [17] B. Carsten, «Converter component load factors : A performance limitation of various topologies,» Oltronics Canada ltd..
- [18] S.-H. Ryu, J.-H. Ahn, B.-K. Lee et K.-S. Cho, «Single-switch ZVZCS quasi-resonant CLL isolated DC-DC converter for low-power 32inch LCD TV,» chez Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2013 IEEE, 2013.
- [19] J. J. Chen, B. R. Lin, M.-H. Yu et H. K. Chiang, «Active-clamping dual resonant converter,» chez Industrial Electronics, 2009. ISIE 2009. IEEE International Symposium on, 2009.
- [20] L. Jong-Jae, J.-M. Kwon, K. Eung-Ho et B.-H. Kwon, «Dual Series-Resonant Active-Clamp Converter,» Industrial Electronics, IEEE Transactions on, vol. 55, n° %12, pp. 699-710, Feb 2008.
- [21] B. R. Lin, Y. Huang, C.-Y. Tung, J. J. Chen et J. J. Shieh, «Active-clamp ZVS converter with step-up voltage conversion ratio,» chez Industrial Electronics and Applications, 2009. ICIEA 2009. 4th IEEE Conference on, 2009.
- [22] P. Alou, O. Garcia, J. Cobos, J. Uceda et M. Rascon, «Flyback with active clamp: a suitable topology for low power and very wide input voltage range applications,» chez Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2002. APEC 2002. Seventeenth Annual IEEE, 2002.
- [23] R. Severns, «DESIGN OF SNUBBERS FOR POWER CIRCUITS,» unknown.
- [24] P. C. Todd, «Snubber Circuits: Theory, Design and Application,» 1993.
- [25] R. Ridley, Flyback Converter Snubber Design, S. P. Magazine, Éd., Switching Power Magazine, 2005.
- [26] T. Arsenov, «Leakage-energy recuperating winding self-supplies a dc/dc converter,» EDN, April 2013.
- [27] V. D. Vogman, «Nondissipative Clamping Benefits DC-DC Converters», PET, September 2005.



Ecole Centrale de Lyon - INSA de Lyon - Université Claude Bernard Lyon 1

## Laboratoire Ampère

Unité Mixte de Recherche du CNRS - UMR 5005

Génie Electrique, Electromagnétisme, Automatique, Microbiologie environnementale et Applications

# Mémoire doctorant 1<sup>ère</sup> année 2013 -2014

Nom - Prénom	Lefebvre – Gaëtan
Titre de la thèse	Commande de moteur asynchrone sans capteur de vitesse en traction ferroviaire.
Directeur de thèse	Xuefang Lin-Shi
Co- encadrants	Jean-Yves Gauthier, Alaa Hijazi
Dpt. de rattachement	Génie Électrique
Date début des travaux	30 septembre 2013
Type de financement	CIFRE (Alstom Transport)



# Table des matières

In	roduction générale	1
1	Objectifs et contexte de la thèse         1.1       Introduction	<b>3</b> 3 3 4 5
2	État de l'art         2.1       Introduction	7 7 10 11 12 12 12
3	Extension de l'étude d'observabilité de la machine asynchrone         3.1       Introduction	<b>15</b> 15 15 17 19
4	Conclusion et perspectives         4.1 Conclusion         4.2 Perspectives	<ul> <li>23</li> <li>23</li> <li>23</li> </ul>
Α	Notations utilisées dans le rapport	<b>25</b>
в	Mise en équations de la machine asynchrone         B.1       Modèle électrique de la machine asynchrone         B.2       Prise en compte de l'équation mécanique	27 27 27
С	Étude de l'observabilité d'un système non-linéaire         C.1 Rappel : observabilité d'un système linéaire         C.2 Observabilité d'un système non-linéaire	<b>29</b> 29 29
Bi	oliographie	<b>31</b>

## Introduction générale

La raréfaction des matières premières impose aux transports de devenir de plus en plus innovants afin de réduire leur consommation, tant à la construction que durant leur exploitation. De ce fait, les transports publics se développent fortement, notamment dans les pays émergents dont les infrastructures n'ont pas encore atteint un développement maximal. Parmi les différents transports terrestres, maritimes et aériens, le transport ferroviaire est, comme les autres mais peut-être aussi plus que les autres, impacté par ces changements structurels profonds. De par son besoin d'infrastructures coûteuses qui lui sont entièrement dédiées, le transport ferroviaire est celui qui est le plus soumis aux choix politiques pour se développer. Pour que les réductions de dépenses publiques, qui touchent l'ensemble des pays, ne limitent pas l'émergence de nouveaux projets ferroviaires, les constructeurs de matériel doivent proposer de plus en plus de garanties quant à la réduction des coûts de production, la qualité et la robustesse de leurs produits. En contrepartie de ces infrastructures lourdes et coûteuses, le ferroviaire est également le moyen de transport le plus sûr et le plus sobre, ce qui constitue deux atouts importants.

Dans un tel contexte d'internationalisation de l'activité et d'attentes toujours plus exigeantes en terme de consommation, de qualité et de disponibilité du matériel, tout gain, même minime, en masse, en coûts de fabrication, mais surtout sur la disponibilité et les coûts de maintenance devient aujourd'hui un atout majeur. C'est pour cette raison qu'Alstom cherche à supprimer le capteur de vitesse de ses machines asynchrones. La suppression de ce capteur permettra en effet de réduire la complexité de fabrication de la chaîne de traction, de diminuer sensiblement l'encombrement de la machine (souvent compensé par une augmentation de la taille, et donc de la puissance de la motorisation), et d'augmenter la disponibilité du matériel en supprimant le capteur dont les pannes restent trop fréquentes. La thèse dont nous présentons ici les premiers travaux s'intéresse précisément à cette problématique de commande de machine asynchrone sans capteur de vitesse dans le cadre d'une application en traction ferroviaire.

#### Historique

L'invention de la machine asynchrone remonte à la fin du XIX<sup>ème</sup> siècle lorsque Nikola Tesla construit le premier prototype de machine asynchrone à Strasbourg en 1883, puis dépose un brevet le 22 mars 1887 [65]. Ce moteur offre l'avantage notable de ne demander aucune liaison mécanique entre le rotor et le stator, mais son entraînement à vitesse variable est complexe; contrairement à la machine synchrone, il offre également l'avantage notable de pouvoir démarrer directement lorsqu'on le branche sur un réseau triphasé. Les moteurs asynchrones ont donc été utilisés au début pour des entrainements à vitesse constante directement à partir du réseau triphasé et c'est encore aujourd'hui l'utilisation principale qui est faite de ce type de machine. Notons que déjà à cette époque, certains trains étaient motorisés par des machines asynchrones, comme par exemple l'automotrice de Siemens qui réalisa le premier record du monde de vitesse sur rail en traction électrique le 6 octobre 1903 (213 km/h).

Il faut cependant attendre encore près d'un siècle pour que les progrès de l'électronique de puissance rendent la commande à vitesse variable possible en traction ferroviaire, avec l'Eurostar, conçu par Alstom, qui entre en service commercial en 1994. Depuis cette date, les motorisations asynchrones se sont fortement répandues dans le matériel ferroviaire, jusqu'à l'apparition récente des machines synchrones à aimants permanents, notamment sur l'AGV d'Alstom Transport. Depuis, ni les machines synchrones à aimants, ni les machines asynchrones ne semblent présenter d'avantage technologique net. Ces deux types de motorisation sont actuellement choisis sur différents projets, selon les conditions d'implantation des moteurs et les demandes des clients. Les machines asynchrones équipent aujourd'hui une grande partie de TGV, des métros et des tramways, ainsi que de nombreuses locomotives électriques (fret ou voyageurs) et trains régionaux. En parallèle de cette évolution propre au secteur ferroviaire, l'idée de supprimer le capteur de vitesse des machines asynchrones est assez ancienne et remonte au milieu des années 1980. L'application industrielle de commande sans capteur de vitesse est déjà maîtrisée depuis plusieurs années pour des applications demandant une vitesse de rotation du moteur élevée. Toutefois, pour les applications nécessitant de très basses vitesses (et encore plus lorsqu'on souhaite un fonctionnement à vitesse nulle), le monde de la recherche propose de nombreuses solutions qui n'offrent pas une performance suffisante pour être appliquées industriellement.

#### Organisation du présent mémoire

Le mémoire qui suit est organisé de la façon suivante. Dans un premier temps, nous situerons notre sujet de recherche dans les travaux déjà effectués, tout en présentant les particularités dues au contexte ferroviaire de la thèse. Nous présenterons par la suite un état de l'art mettant en avant les principaux verrous technologiques, les solutions proposées dans la littérature et les raisons pour lesquelles il nous paraît utile de continuer de travailler sur ces sujets. Dans une troisième partie nous présenterons les premiers travaux que nous avons réalisés cette année, portant sur l'observabilité de la machine asynchrone sans capteur de vitesse et sur la définition d'un degré d'observabilité. Enfin, nous conclurons ce mémoire en présentant les perspectives pour nos travaux dans les deux années à venir, dans le but de proposer une solution innovante et fonctionnelle d'ici la fin de notre thèse.

## Chapitre 1

## Objectifs et contexte de la thèse

#### 1.1 Introduction

La commande de machine asynchrone sans capteur de vitesse est un sujet à la fois complexe, récurrent, et dont la résolution offre une application industrielle directe. L'ensemble de ces raisons explique que ce sujet soit travaillé depuis près d'une trentaine d'années; il continue encore aujourd'hui d'être largement traité car aucune méthode générale satisfaisante n'a encore vu le jour. Nous allons décrire dans cette partie les objectifs de cette thèse et positionner le sujet dans son environnement de recherche. Nous montrerons ensuite pourquoi il est pertinent de continuer de travailler sur ce sujet, et de le faire au laboratoire Ampère.

#### 1.2 Objectifs de la thèse

La thèse dont les premiers travaux sont présentés dans ce mémoire vise à réaliser une commande en couple d'une machine asynchrone sans utiliser de capteur mécanique de vitesse. La commande doit alors fonctionner en utilisant les informations suivantes en provenance du moteur : les mesures de courant provenant de deux des phases du moteur et la mesure de la tension du bus de l'onduleur. La figure 1.1 présente l'environnement dans lequel s'inscrivent ces travaux. On y remarque le pantographe (qui capte le courant provenant de la caténaire), le filtre d'entrée en amont de l'onduleur, l'onduleur triphasé à IGBTs, la machine asynchrone ainsi que les mesures de courants et de tension, et la partie commande.



FIGURE 1.1 – Environnement d'une commande de machine avec (a) et sans capteur de vitesse (b).

#### 1.3 Positionnement du sujet dans Alstom Transport

Par rapport à Alstom Transport, les travaux présentés ici sont la suite d'un stage réalisé en partenariat avec KTH (Kungliga Tekniska Högskolan, Institut Royal de Technologie suédois) [4]. Ils sont également la suite d'une vingtaine d'années d'expérience en commande de machine asynchrone avec capteur de vitesse. Par ailleurs, le développement de commande sans capteur de position a été développé récemment par Alstom pour une machine synchrone à aimants permanents; les présents travaux sont donc également une extension du savoir-faire de la machine synchrone à aimant à la machine asynchrone.

L'intérêt principal d'Alstom pour le développement d'une commande de machine asynchrone sans capteur de vitesse, en plus de la diminution des coûts, tient dans le gain de place conséquent et l'augmentation de la robustesse vis-à-vis des pannes de capteurs permis par la suppression du capteur de vitesse. Le gain de place, la diminution de coûts de construction et de maintenance, l'amélioration de la fiabilité et la simplification logistique et industrielle deviennent en effet des critères clés pour la motorisation. De plus en plus d'études comparatives entre différents types de motorisation considèrent la possibilité d'utiliser des machines électriques sans capteur de vitesse ou de position comme un facteur de choix important. C'est notamment le cas de [15].

Les objectifs d'Alstom peuvent être résumés de la manière suivante; ils servent de cahier des charges à cette thèse.

- La commande doit fonctionner sur l'ensemble des points de fonctionnement couple-vitesse. Il doit notamment être possible de démarrer avec un couple de charge maximal (c'est le cas d'un démarrage d'un train chargé, pour le fret particulièrement) et de freiner en électrique jusqu'à une vitesse nulle (pour permettre une récupération d'énergie au freinage efficace).
- La commande doit pouvoir être appliquée sur n'importe quel type de machine asynchrone, quelle que soit sa géométrie.
- La commande doit être précise en couple avec une erreur admissible de 5% du couple nominal.
- La commande doit respecter les normes ferroviaires (sur les perturbations CEM essentiellement).
- La commande doit être robuste à un patinage  $^1$  de la roue sur le rail.
- La commande doit pouvoir être réinitialisée en fonctionnement sans créer d'à-coup de couple (c'est le cas d'un redémarrage de l'onduleur).
- La commande doit pouvoir être appliquée avec plusieurs moteurs en parallèle sur le même onduleur.
- La commande doit pouvoir fonctionner avec un actionneur fonctionnant à une fréquence de l'ordre du kHz.
- La commande doit présenter une robustesse aux variations de paramètres suffisante, au cours du fonctionnement comme avec le vieillissement.
- La commande doit fonctionner avec une phase de réglages initiaux restreinte et réaliste.

#### 1.4 Contexte scientifique de la thèse

#### 1.4.1 Positionnement du sujet dans la recherche

Les premiers articles traitant de la commande sans capteur de vitesse de la machine asynchrone remontent à la fin des années 1980. Les recherches sur le sujet sont alors initiées par des industriels, principalement japonnais, comme Mistubishi [64] ou Yaskawa [58]. Si les premières recherches sont plutôt industrielles, les laboratoires de recherche s'emparent très rapidement du sujet avec notamment l'article de référence de Kubota et al. en 1993, toujours au Japon [44]. Depuis, de très nombreux laboratoires ont apporté leur contribution sur ce sujet. Si les japonnais continuent de produire une littérature importante sur le sujet, d'autres grands pays industriels, comme l'Allemagne, y contribuent également. C'est notamment le cas de Holtz qui contribue régulièrement à l'avancée des travaux dans ce domaine depuis les années 1990 et est l'auteur d'un article de référence récapitulant les différentes techniques utilisées [34].

Parallèlement à ces recherches appliquées poursuivant un but industriel clair, la commande de machine asynchrone sans capteur de vitesse apparait au fil des années comme un exemple académique type pour les automaticiens. Le caractère non-linéaire des équations modélisant la machine asynchrone ainsi que la facilité d'expérimenter sur une machine pour confronter des résultats théoriques et expérimentaux font que la littérature plus théorique est également très dense sur le sujet de notre étude. C'est le cas notamment de Besançon et Hammouri dans [9] pour lesquels la commande sans capteur de machine asynchrone est un exemple parlant du fait des « nombreuses références » sur le sujet. C'est peut-être dans cette partie avec une approche plus automaticienne que la contribution française est la plus large avec l'article déjà cité [9] (Laboratoire

<sup>1.</sup> Un élément clé de la traction est l'adhérence de la roue sur le rail pour transmettre l'effort de traction. Lorsque cette adhérence devient trop faible, de fait de la pluie, du gel, de la présence d'huile ou de feuilles mortes sur la voie, ou encore d'une chute du couple résistant, le contact entre la roue et le rail est perdu. L'effet est alors le même que lorsqu'on roule sur une plaque de glace en voiture : l'inertie équivalente ramenée à la roue chute brutalement, passant de l'inertie de la partie du train tractée par le moteur à l'inertie de l'arbre moteur et de la roue uniquement. Cette chute de l'inertie provoque une forte accélération du moteur.

d'Automatique de Grenoble et LAGEP), mais surtout par l'étude de l'observabilité théorique de la machine asynchrone commencée avec [12] (Laboratoire d'Automatique de Grenoble, ENSEA-ECS et Mines de Paris), poursuivi en 2006 par Ghanes et al. (IRCCyN) [26].

Devant l'étendue et l'ancienneté de ces recherches avec différentes approches, par l'automatique, par une modélisation toujours plus fine de la machine asynchrone, ou encore en étendant les travaux (eux aussi nombreux) portant sur la machine synchrone à aimants à la machine asynchrone, on pourrait se demander pourquoi les publications restent aussi nombreuses sur le sujet. Les coréens Kim et Sul, dont le sujet d'étude principal est l'étude de la machine synchrone à aimants mais travaillent également sur la machine asynchrone, peuvent nous fournir une réponse :

« Regardless of the hard works from many researchers in the world, the performance of sensorless drive of the induction machine for general purpose at zero frequency is still awkward. The reason may not be from the control technique itself but from the diversity of the induction machine itself. Still, a control technique cannot adapt to all various types of induction machines. » (2011) [40]

C'est l'une des motivations principales de cette thèse dont le but est de pouvoir commander une machine asynchrone avec les contraintes imposées par la traction ferroviaire, mais également en pouvant développer une commande générique quelle que soit la géométrie du moteur asynchrone choisi.

#### 1.4.2 Positionnement du sujet dans le laboratoire Ampère

Par rapport aux thématiques de recherche identifiées précédemment, la thèse dont les premiers travaux sont présentés dans ce mémoire se place dans la suite des travaux de Zgorski sur les machines synchrones à aimants [82]. Nos travaux vont ainsi essayer, dans la mesure du possible, de transposer ce qui s'applique à la machine synchrone à aimants à la machine asynchrone. Cependant, nous savons dès à présent que la solution proposée par Zgorski manque de robustesse lors de fonctionnements à forte charge. Si cela n'était pas un critère particulièrement important lors de ces derniers travaux du fait des contraintes de l'application aéronautique, ce critère devient essentiel pour une application de traction ferroviaire. Cette thèse s'inscrit également dans la suite de nombreux travaux du laboratoire Ampère qui proposent d'adapter des outils théoriques de l'automatique à des systèmes industriels.

#### 1.4.3 Pourquoi nous continuons à travailler sur ce sujet

Nous avons décrit dans le début de cette partie les contraintes particulières de notre thèse tout en positionnant le sujet par rapport aux travaux déjà réalisés. Nous avons ainsi montré que la littérature sur le sujet est très abondante. Il existe déjà un nombre important d'applications industrielles de commande de machine asynchrone sans capteur de vitesse pour des vitesses élevées. Le principal point posant problème est la commande à basse vitesse et particulièrement en freinage électrique. Les applications industrielles se font alors beaucoup plus rares, et la plupart nécessitent d'injecter un signal supplémentaire, ce qui est un frein à l'industrialisation de ces commandes. Par ailleurs, cette injection est toujours modulée en fonction du type de machine (sa géométrie) pour limiter la perturbation qu'elle engendre.

Le seul fait de chercher à fonctionner sur toute la plage de vitesse et avec un moteur de n'importe quelle géométrie, sans avoir besoin de régler les paramètres de l'injection à chaque fois (fréquence, amplitude, seuils de déclenchement...) justifie en soi-même un travail de thèse car aucune solution générique n'existe pour la commande de machine asynchrone sans capteur de vitesse. Les travaux de cette thèse nécessitent de plus une dynamique d'observation rapide, une robustesse importante y compris à fortes charges, une grande précision dans le couple réalisé, avec une fréquence de commande faible par rapport à beaucoup d'autres applications. Ces contraintes cumulées justifient là encore ces travaux de thèse dans la mesure où plusieurs solutions existent pour chacun de ces problèmes, mais sans jamais répondre à l'ensemble de ceux-ci.

Les derniers points spécifiques à notre thèse sont la nécessité de pouvoir fonctionner avec plusieurs moteurs en parallèle (ce qui nécessite une commande d'autant plus robuste aux variations de paramètres) et le cas du redémarrage de l'onduleur, sujets très peu traités dans la littérature.

#### 1.5 Conclusion

Nous avons détaillé ici le contexte dans lequel s'inscrit cette thèse, en présentant les contraintes industrielles et l'historique de la recherche scientifique portant sur le sujet. Nous allons par la suite nous intéresser au contenu des travaux déjà réalisé sur le sujet pour dresser l'état de l'art de la commande de machine asynchrone sans capteur de vitesse et de son application en traction ferroviaire. Ce sera le sujet de la partie suivante. Nous présenterons ensuite les premiers travaux réalisés au cours de cette première année de thèse.

## Chapitre 2

# État de l'art

#### 2.1 Introduction

Dans cette partie, nous allons lister les principaux problèmes que nous avons identifiés grâce à l'étude bibliographique menée sur le sujet de notre étude. L'ensemble des articles pointe en effet vers un nombre de problèmes relativement restreint, à savoir le fonctionnement à basse vitesse, la sensibilité de l'observation de la vitesse aux paramètres qui rend nécessaire l'estimation de paramètres moteurs au cours du fonctionnement et l'inobservabilité de la vitesse sur certains points de fonctionnement. Par ailleurs, bien que la littérature n'évoque presque pas le problème lié au fonctionnement en cas de redémarrage onduleur, c'est un point bloquant qui a été identifié avant même le début de ce travail de thèse et que nous développerons dans cette partie. Pour conclure ce chapitre, nous identifierons la criticité de chacune de ces problématiques, expliquant ainsi l'ordre dans lequel nous avons cherché à les résoudre.

#### 2.2 Inobservabilité de la machine asynchrone

#### 2.2.1 Étude de l'observabilité de la machine asynchrone

Dans les années 90, de nombreux articles ont mis en évidence de manière expérimentale le mauvais fonctionnement des observateurs de vitesse à basse vitesse et à basse pulsation statorique. À partir des années 2000, plusieurs auteurs se sont intéressés à l'étude théorique de l'observabilité de la vitesse à partir des mesures de courants. Ces études ont notamment été réalisées dans [12], [54], [36], [26], et dans les thèses [51], [25] et récemment encore dans [67] qui ajoute l'observation de la résistance rotorique.

Ces articles mettent en évidence que lors d'un fonctionnement à pulsation statorique nulle à vitesse constante, la vitesse est inobservable. Cela correspond à des phases de freinage électrique à basse vitesse, et décrit un ensemble de points de fonctionnement appelé *droite d'inobservabilité* [26]. Autour de cette *droite d'inobservabilité*, la vitesse est théoriquement observable mais, dans la pratique, son observation est de mauvaise qualité. Pour cette raison, de nombreux auteurs parlent également d'inobservabilité à basse vitesse alors qu'il s'agit rigoureusement d'une inobservabilité à basse pulsation statorique.

La résistance rotorique est quant à elle inobservable quand la dérivée seconde du flux rotorique est constante [67]. Cela montre essentiellement que l'observation des paramètres, même si elle est souhaitable, n'est pas toujours possible.

Pour faire fonctionner une commande de machine asynchrone sans capteur de vitesse malgré la présence de ces zones d'inobservabilité de la vitesse, de nombreuses solutions ont été proposées, que nous séparons ici en deux parties : les méthodes permettant de retrouver l'observabilité de la machine et celles permettant de continuer de fonctionner plus ou moins bien malgré l'inobservabilité de la vitesse.

#### 2.2.2 Méthodes pour retrouver l'observabilité

Les méthodes pour retrouver l'observabilité de la vitesse de la machine asynchrone peuvent se classer en deux catégories, celles qui utilisent la saillance naturelle de la machine et celles qui proposent d'injecter un signal supplémentaire.

#### Méthodes fondées sur la saillance naturelle de la machine

La saillance d'une machine est une propriété d'inhomogénéité qui rend certains paramètres dépendants des conditions d'utilisation (vitesse, amplitude du flux, fréquence du flux...). Les saillances les plus intéressantes dans le cas qui nous intéresse sont les harmoniques d'encoches (harmoniques induites sur les courants par les encoches du rotor - ou les barres pour un rotor en cage d'écureuil), les harmoniques de bobinage, et la variation de la résistance rotorique et de l'inductance de fuite avec la fréquence du flux. On peut retrouver dans [46] une présentation détaillée de ces variations de paramètres ordinairement négligées lorsqu'on modélise la machine asynchrone en vue de la commande (voir Annexe B).

La saillance de bobinage pourrait-être utilisée mais l'amplitude de l'harmonique créée est d'amplitude très faible [69], ce qui la rend inutilisable pour une application de précision. La seconde saillance sur laquelle beaucoup de travaux ont été effectués, notamment au laboratoire Ampère par Morand [53], est l'harmonique d'encoche. Ces harmoniques offrent l'avantage notable d'être directement liées à la vitesse de la machine, et se retrouvent sur le courant à une fréquence très élevée avec une très faible amplitude (voir figure 2.1). L'amplitude de ces harmoniques peut en plus être très fortement réduite par rapport à ce que nous présentons en figure 2.1 selon la géométrie de la machine et le nombre d'encoches ou de barres au rotor [56]. De ce fait, le rapport maximal que l'on puisse obtenir entre le fondamental du courant et l'harmonique d'encoche est de l'ordre de -50dB, ce qui rend l'utilisation de ces harmoniques inutilisables pour une application de précision comme c'est le cas dans cette thèse. Notons que certains auteurs ont envisagés de modifier la forme du rotor (en le rendant elliptique notamment) afin d'augmenter l'amplitude des harmoniques d'encoches [56], mais nous ne choisissons pas cette solution car cela va à l'encontre de notre objectif de nous rendre autant indépendant que possible de la géométrie de la machine.



FIGURE 2.1 – Relevé de l'amplitude des harmoniques d'encoches sur une machine asynchrone [53].

La dernière saillance que nous avons évoquée au début de cette partie est celle liée à la variation de l'inductance de fuite avec la fréquence. Il s'agit alors de mesurer indirectement cette inductance de fuite  $L_{\sigma}$ afin de remonter à la variation de cette inductance de fuite avec la position du rotor. La méthode INFORM, proposée en 1996 par Schrödl [59], permet de réaliser cette mesure. C'est une méthode initialement proposée pour les machines synchrones et adaptée aux machines asynchrones, qui propose de mesurer la variation du courant en deux points proches pour lesquels on connait exactement la tension appliquée. Cela peut nécessiter d'injecter des petits créneaux de tension comme dans la méthode originelle [59], mais des évolutions de cette méthode proposent d'exploiter le contenu des MLI pour éviter cette injection supplémentaire [73], [35], [24], [71].

Cette méthode nécessitant de mesurer une dérivée de courant, la plupart des auteurs proposent d'ajouter un capteur supplémentaire pour réaliser cette mesure avec précision. Nussbaumer and Wolbank montrent que ce capteur est nécessaire dès lors qu'on souhaite limiter l'impact de cette méthode d'obtention de la vitesse sur les harmoniques de courant générées [57]. Il est également montré que pour obtenir une mesure de l'inductance de fuite précise, il est nécessaire de prendre en compte la variation de celle-ci avec la charge et l'amplitude du flux [74], [63]. De ce fait, il est nécessaire d'ajouter un paramétrage précis de la machine, ce qui rend la solution choisie ou bien très lourde en paramétrage, ou bien fortement dépendante de la géométrie de la machine. Ces deux éléments, ainsi que le capteur supplémentaire qui est fortement recommandé pour utiliser cette méthode, rendent cette méthode insuffisante pour notre application.

#### Méthodes à partir d'injections

Dans la mesure où la saillance naturelle de la machine est insuffisante pour nombre d'applications, des auteurs proposent une autre manière de retrouver l'observabilité de la vitesse en injectant un signal supplémentaire. Ce signal peut avoir pour but d'amplifier la saillance naturelle de la machine, c'est le cas des injections dites haute-fréquence, ou de faire *vibrer* le rotor, c'est le cas des injections basse-fréquence<sup>1</sup>.

Les injections haute-fréquence proposent de superposer au flux de la machine un flux de fréquence beaucoup plus élevée afin de modifier notablement les valeurs de la résistance rotorique et de l'inductance de fuite (voir [46] pour les courbes d'évolution de ces paramètres avec la fréquence du flux). Cette injection peut être réalisée en courant ou en tension. Dans la très grande majorité des cas, l'injection de tension est choisie dans la mesure où l'actionneur est un actionneur de tension et où le flux est l'image de la tension. On trouve ce type d'injection dans [28], [29], [80], [81], [13]. Ces méthodes, une nouvelle fois inspirées de la littérature sur les machines synchrones à aimants, donnent accès à la position du flux rotorique<sup>2</sup>. Cette position permet de générer un signal d'erreur de position pour réaliser une PLL assurant un fonctionnement correct, y compris à pulsation statorique nulle.

Le mécanisme permettant de positionner le flux grâce à une injection est présenté en figure 2.2 en le comparant au mécanisme d'une PLL *classique*. La similitude entre ces deux méthodes justifie le terme de PLL utilisé régulièrement pour décrire comment la position du flux est obtenue grâce à une injection. Là où une PLL *classique* réalise le filtrage passe-bas de la comparaison d'un signal de consigne avec la mesure pour obtenir l'erreur de phase, il est possible de construire grâce à l'injection de signal un observateur d'erreur de position du flux d'une machine électrique. Dans une PLL *classique*, ce signal d'erreur de phase est corrigé afin d'appliquer une tension proportionnelle à l'erreur de phase. Cette tension alimente ensuite un VCO (Voltage Controlled Oscillator) qui génère ainsi une sortie de fréquence proportionnelle à la tension appliquée. Ce montage, la PLL (Phase-Locked Loop - boucle à verrouillage de phase), permet d'asservir la phase d'un signal. Pour la commande de machine électrique, le signal d'erreur de position du flux permet de situer précisément le repère dans lequel on calcule la commande de la machine afin de générer la consigne de tension. Cette tension alimente ensuite la machine électrique en permettant de s'assurer que la commande a été calculée avec la bonne information de position du flux.



Schéma bloc d'une boucle de à verrouillage de phase (PLL).



Si cette méthode présente l'avantage d'être relativement simple, elle ne permet pas telle quelle de donner la

<sup>1.</sup> NB : la limite entre haute fréquence et basse fréquence d'injection n'est pas clairement définie, mais il est possible de la situer à la fréquence nominale de la machine dans la mesure où une injection haute-fréquence à pour but de faire varier les paramètres du moteur au delà de la plage de variation usuelle considérée lorsqu'on utilise le modèle fondamental de la machine.

<sup>2.</sup> Le flux rotorique est confondu avec la position du rotor pour une machine synchrone, et donne directement la mesure de la vitesse, ce qui n'est pas le cas pour une machine asynchrone.

valeur de la vitesse. Pour cela, il faut ajouter un observateur pour obtenir la vitesse à partir de la connaissance de l'erreur de position du flux. Caruana et al. montrent cependant que cette méthode nécessite de prendre en compte les saillances multiples de la machine [13]. Zatocil propose quant à lui de modéliser la machine à l'aide d'un logiciel de CAO, FLUX-2D [1], pour améliorer le modèle de la machine et retrouver de cette manière une valeur précise de la vitesse. Ces deux articles montrent que s'il est possible de fonctionner à pulsation statorique nulle grâce à ces méthodes d'injections haute-fréquence, l'obtention de la valeur de la vitesse demande une nouvelle fois un modèle extrêmement précis de la machine prenant en compte sa géométrie.

L'autre type d'injection est une injection basse-fréquence. On cherche alors à générer un signal d'erreur de positionnement du rotor en injectant un courant supplémentaire sur l'axe *d*. On crée de cette manière une ondulation de couple proportionnelle à l'erreur de position du rotor. Comme pour l'injection haute fréquence, on ajoute une PLL pour positionner le flux avec précision [33], [49], [50], [8]. Le principal avantage de cette méthode est d'utiliser une injection à basse fréquence, qui est plus facile à réaliser compte-tenu des hautes puissances en jeu dans le ferroviaire et qui conduit à des pertes plus modérées. Par contre, ce type d'injection présente le désavantage de n'être compatible qu'avec des dynamiques d'observation lentes (de l'ordre du Hz), ce qui n'est pas satisfaisant dans notre application compte tenu du patinage.

Enfin, les travaux récents réalisées au laboratoire Ampère ont montré qu'il est également possible de prendre en compte l'injection dans le modèle et d'appliquer des méthodes d'automatique avec par exemple un filtre de Kalman pour obtenir la vitesse [82]. Nous montrerons comment étendre ces travaux à la machine asynchrone.

#### 2.2.3 Méthodes pour continuer de fonctionner malgré l'inobservabilité

D'autres articles proposent non plus des solutions pour retrouver l'observabilité de la vitesse mais pour continuer de fonctionner correctement malgré l'inobservabilité. C'est notamment le cas d'articles proposant de modifier les consignes de flux et de pulsation statorique pour continuer de fonctionner sur la consigne de couple et de vitesse demandée, mais en évitant les zones à pulsation statorique trop basse [45], [16], [3], [30]. Cette méthode permet de résoudre les problématiques liées au passage d'un côté à l'autre de la *droite d'inobservabilité*, mais ne résout pas la problématique du fonctionnement durant une longue durée sur une zone inobservable. Nous avons pris le parti de dire que lors d'un démarrage en rampe<sup>3</sup>, le temps de fonctionnement autour d'un point inobservable peut être long (plus d'une minute pour une locomotive fortement chargée), ce qui rend la solution proposée dans ces articles difficilement applicable dans le ferroviaire.

Un autre auteur propose de moduler le gain de l'observateur selon la valeur du déterminant de la matrice d'observabilité [26], [27]. De cette manière, on calcule un *degré d'observabilité*, et on pondère l'observation de la vitesse avec ce degré. Lorsque la vitesse est inobservable, la vitesse obtenue est alors une vitesse estimée. On s'assure de cette manière que la vitesse reste bornée, mais on perd également toute information sur des modifications de l'environnement. Dans le cas d'une application ferroviaire, le passage à un estimateur de vitesse fait que la variation du couple de charge disparait entièrement, notamment en cas de patinage. Cette méthode ne nous semble alors pas convenir aux contraintes de notre application ferroviaire.

#### 2.3 Fonctionnement à basse vitesse

Les articles qui indiquent que le fonctionnement à basse vitesse d'une machine asynchrone sans capteur mécanique de vitesse présente des difficultés sont très nombreux [22], [37] ou encore [48]. Pour expliquer l'origine des difficultés rencontrées à basse vitesse, le schéma électrique équivalent de la machine asynchrone (en figure 2.3) est assez parlant. À basse vitesse, la tension appliquée au moteur est toujours très faible<sup>4</sup>. Comme on ne sait pas appliquer directement la tension au bornes du moteur mais que l'on sait seulement commander un onduleur, il existe une différence entre la tension que l'on demande d'appliquer à l'onduleur et ce qui est appliqué au niveau du moteur. Cette différence provient des chutes de tension dans l'onduleur, dans le câblage entre l'onduleur et le moteur et dans la résistance statorique du moteur. La très faible valeur des tensions appliquées à basse vitesse fait que ces chutes de tension (de l'ordre de quelques volts uniquement) deviennent notable par rapport à la tension appliquée (quelques volts également). Par ailleurs, une erreur de mesure au niveau du capteur de tension, et tout particulièrement un offset de mesure, engendrera une erreur importante

<sup>3.</sup> Le terme démarrage en rampe est l'exact équivalent du démarrage en côte que l'on utilise dans la vie de tous les jours et qui s'applique à l'automobile.

<sup>4.</sup> Comme dans une machine à courant-continu, la tension reste proportionnelle à la vitesse et le courant reste proportionnel au couple.

à très basse vitesse (et donc très basse tension) alors que cela n'aura plus beaucoup d'importance lorsqu'on fonctionnera à vitesse plus élevée (et donc en pleine tension).



FIGURE 2.3 – Modèle électrique de la machine asynchrone dans son environnement à bord du train.

À basse vitesse, la précision de l'observation est ainsi limitée par la connaissance que l'on peut avoir des chutes de tensions. Pour réduire l'erreur sur la vitesse due à ces chutes de tension, la littérature propose de nombreuses solutions, à savoir la modélisation de l'onduleur pour prendre en compte les pertes par commutation dans le modèle [20], [34], [62] ou l'observation (ou l'estimation, selon les articles) de la résistance statorique au cours du temps [6], [70], [79], [66], [78]... Ce que nous venons de décrire permet de montrer que ces observateurs de résistance statorique réalisent en fait une observation des chutes de tension dans le câblage, l'onduleur et la résistance statorique.

Les problèmes rencontrés à basse vitesse peuvent donc être résolus en partie grâce à la modélisation fine de l'onduleur, l'observation de la résistance statorique  $R_s$ , ou par une méthode d'injection permettant de retrouver l'observabilité de la vitesse élargie sur les zones de fonctionnement à basse vitesse (dans la mesure où ces zones de fonctionnement sont proches, souvent même confondues, avec les zones de fonctionnement à pulsation statorique faible).

#### 2.4 Sensibilité de la vitesse aux variations de paramètres

Nous venons de montrer dans la partie précédente qu'à basse vitesse, la connaissance des chutes de tension dans le câblage, l'onduleur et la résistance statorique est une donnée importante pour réaliser une observation précise de la vitesse. Lorsque la vitesse devient plus importante (et donc que la tension augmente), la vitesse devient beaucoup moins sensible à cette résistance statorique. Toutefois, lorsqu'on regarde la sensibilité de la vitesse aux autres paramètres, on se rend compte que ce n'est pas à la résistance statorique que la vitesse est la plus sensible, mais à la résistance rotorique. Les équations de la machine asynchrone (voir Annexe B) font régulièrement apparaître des termes en  $(j\omega - \frac{R_r}{L_r})\varphi_{r\alpha\beta}$ . Ces termes montrent l'origine de cette sensibilité de la vitesse à la résistance rotorique : une erreur sur la valeur de la résistance rotorique  $R_r$  produit une erreur identique (à un rapport  $L_r$  près) sur la valeur de la vitesse.

Pour ces raisons, on rencontre un grand nombre d'articles ajoutant l'observation de la résistance statorique, comme nous l'avons montré en partie 2.3, ou de la résistance rotorique, [17], [72], [6] ou [67]. Notons également que pour un modèle à flux statorique, la connaissance précise de la résistance statorique rend l'observateur robuste là où pour un modèle à flux rotorique, la connaissance de la résistance rotorique est importante. Cela explique par exemple qu'on modélise l'onduleur pour une commande vectorielle à flux statorique [30], là où on ne le fait jamais pour une commande à flux rotorique <sup>5</sup>. Concernant l'observation des paramètres du moteur, une étude montre que seuls quatre paramètres peuvent être observés :  $\frac{L_r}{R_r}$ ,  $R_s$ ,  $L_s$ ,  $\sigma$ , et tout paramètre en bijection avec eux [2], ce qui limite les possibilités d'observation. Pour améliorer la précision de l'observation tout en limitant la complexité de l'observateur et la phase initiale de réglage, certains articles proposent également d'automatiser l'identification des paramètres périodiquement [23] ou, d'une manière différente, [6].

<sup>5.</sup> La différence entre ces deux types de modélisation tient dans le modèle choisi, faisant intervenir le flux statorique pour la première et le flux rotorique pour la seconde.

Avant de terminer cette partie, il semble important d'ajouter que certains auteurs éprouvent également le besoin d'observer (ou d'estimer selon les articles) la valeur de l'inductance magnétisante  $L_m$ . C'est par exemple la cas de [4] ou [79]. D'autres auteurs proposent à l'inverse de mesurer en débarqué l'évolution de cette inductance avec le flux afin d'adapter sa valeur pendant le fonctionnement de la machine. D'autres auteurs cherchent également à améliorer la modélisation mécanique du système avec des estimateurs de couple de charge ou d'inertie [18], [48].

#### 2.5 Redémarrage onduleur

Nous n'avons trouvé que peu d'articles traitant du problème du redémarrage de l'onduleur [20], [42] et [4]. Le premier article, en même temps qu'il présente le problème, propose une méthode pour résoudre le problème. Le second propose un réglage des gains de l'observateur satisfaisant et le troisième montre toutefois que, selon le choix de la vitesse à laquelle on initialise l'observateur, l'observation de la vitesse peut converger ou diverger.

Un grand avantage de la machine asynchrone par rapport à la machine synchrone à aimants pour répondre à ce problème est que tant que la machine n'est pas fluxée, le couple électrique généré peut rester faible, tout en apportant des informations à l'observateur de vitesse. Pour pouvoir redémarrer l'onduleur sans créer d'à-coup de couple, il s'agirait alors de concevoir un observateur convergeant suffisamment vite vers la vitesse réelle de la machine pour que l'erreur d'observation de la vitesse n'ait pas le temps de créer un à-coup de couple électrique. C'est ce qui est proposé dans [20].

Dans le cas où cette propriété de la machine asynchrone ne serait pas suffisante, il est possible de modifier la commande afin de définir une commande optimale qui minimise le couple électrique et maximise l'observabilité de la vitesse. Pour cela, la définition d'un critère de commande optimale maximisant l'observabilité [10], [11] peut être une piste de départ, ainsi que la notion d'entrée universelle<sup>6</sup>, qui définit les commandes à appliquer à un système non-linéaire permettant d'assurer l'observabilité de l'ensemble des états du système [19], [32].

#### 2.6 Possibilité de fonctionnement en cas de patinage

Le fonctionnement en cas de patinage a été identifié comme problématique car il nécessite une dynamique d'observation élevée. Toutefois, plusieurs articles présentent les observateurs de vitesse comme des moyens d'améliorer les anti-patinage existants dans la mesure où l'observateur de vitesse serait plus précis et détecterait un départ en patinage plus vite que les capteurs de vitesse inductifs actuels [42], [38], [41]. Nous nous attendons donc à ce que ce problème identifié ne soit pas un point particulièrement bloquant, tout en gardant à l'esprit que nous devrons assurer une dynamique d'observation suffisante pour que ce soit effectivement le cas. Il est toutefois possible d'envisager ajouter un estimateur de couple mécanique ou d'inertie pour améliorer la dynamique de l'observateur de vitesse dans le cas précis d'un patinage.

#### 2.7 Conclusion

Afin de conclure cet état de l'art, nous présentons avec le tableau 2.1 un tableau listant les principaux problèmes identifiés, les solutions proposées dans la littérature, et nous identifions les problèmes qui restent des verrous technologiques du fait de l'application ferroviaire.

On constate avec ce tableau récapitulatif que le problème du fonctionnement en zone inobservable présente encore des verrous technologiques et scientifiques. S'il est probable que nous choisissions par la suite d'injecter un signal, nous allons nous intéresser en premier lieu à ce problème. On constate également que l'observation des paramètres et le problème du redémarrage de l'onduleur présentent également des verrous technologiques et scientifiques; nous nous intéresserons ainsi à ces problèmes par la suite. Le chapitre suivant présentera une partie des travaux réalisés au cours de la première année de thèse centrés sur cette première problématique.

<sup>6.</sup> La notion d'entrée universelle est l'équivalant dans la théorie de l'observabilité de l'entrée persistante définie pour les problèmes d'identification.

Problématiques identifiées	Solutions proposées par la littéra- ture	Verrous technologiques et scienti- fiques restants							
Fonctionnement en zone	Injection ([5], [8], [13], [24], [23],	Choisir une injection optimale indé- pendamment de la machine.							
([12], [26], [36], [54])	[28], [33], [35], [49], [50], [57], [59], [62] [71] [74] [72] [77] [76] [81])	Fréquence limitée autour de 1kHz.							
	[03], [11], [14], [13], [11], [10], [81])	S'assurer qu'on respecte les normes							
		ferroviaires.							
	Stratégie d'évitement ([16], [45], [10], [11])	Fonctionner longtemps sur un point inobservable.							
	Observation de $R_s$ ([6], [20], [66],								
Fonctionnoment à basse vitesse	[70], [78], [79])	~							
ronctionnement a basse vitesse	Modélisation de l'onduleur ([20],	(							
	[62], [72])	· ·							
	Injection étendue à la basse vitesse	<i>✓</i>							
	Observation de $R_r$ ([6])	Existence de points inobservables.							
Robustesse aux variations de paramètres	Observation de $R_s$ ([6], [20], [66], [70], [78], [79])	$\checkmark$							
	Modélisation de l'onduleur $([20],$	1							
	[62], [72])	¥							
	Observation de $L_{\sigma}$	Peut être utile si l'injection la fait varier; rarement fait.							
	Observation de $L_m$ ([79])	4							
Redémarrage onduleur	Dynamique rapide de l'observateur ([20], [42])	Converger pour n'importe quelle vi- tesse en moins de temps qu'il n'en faut pour fluxer la machine.							
	Application d'entrées universelles ([36])	Calculer les entrées universelles en un point donné.							
	Application d'une commande opti- misant l'observabilité ([10], [11])	Mesurer le degré d'observabilité.							
Fonctionnement en patinage	Dynamique rapide de l'observateur ([8], [41], [76])	Assurer une dynamique importante.							
	Estimation de l'inertie et du couple	(							
Observatour applicable à n'importe	([18], [47])	, v							
quelle machine	([18], [47]) Conservation, autant que possible, du modèle fondamental de la ma- chine	Difficile avec une injection.							
quelle machine	([18], [47]) Conservation, autant que possible, du modèle fondamental de la ma- chine Paramètres bien connus ([17])	Difficile avec une injection.							
Observateur applicable a fi importe         quelle machine         Précision du couple	([18], [47]) Conservation, autant que possible, du modèle fondamental de la ma- chine Paramètres bien connus ([17]) Observateur robuste aux variations	Difficile avec une injection.							
Observateur applicable a fi importe quelle machine         Précision du couple	([18], [47]) Conservation, autant que possible, du modèle fondamental de la ma- chine Paramètres bien connus ([17]) Observateur robuste aux variations paramétriques	Difficile avec une injection.							
Observateur applicable à l'importe quelle machine         Précision du couple         Fonctionnement avec des moteurs	([18], [47]) Conservation, autant que possible, du modèle fondamental de la ma- chine Paramètres bien connus ([17]) Observateur robuste aux variations paramétriques 2	Difficile avec une injection.							

TABLE 2.1 – Tableau conclusif de l'état de l'art : points bloquants (surlignés) et points restants ouverts (?).

## Chapitre 3

# Extension de l'étude d'observabilité de la machine asynchrone

#### 3.1 Introduction

Après avoir justifié de commencer par travailler sur les méthodes permettant de rendre la vitesse observable sur l'ensemble des points de fonctionnement, nous avons dans un premier temps cherché à justifier théoriquement que l'injection permette de retrouver l'observabilité de la vitesse. Par la suite, nous allons définir le degré d'observabilité d'un système, cet outil pouvant servir à la fois pour choisir l'injection à réaliser et pour mettre en place une commande optimale maximisant l'observabilité de la vitesse. Pour conclure cette partie, nous détaillerons les perspectives d'utilisation des travaux présentés ici.

#### 3.2 Étude de l'observabilité avec injection

Nous avons déjà présenté les résultats de l'étude de l'observabilité de la machine asynchrone sans capteur de vitesse (voir 2.2.3). Après avoir vérifié que la vitesse de la machine asynchrone est inobservable sur certains points en utilisant le modèle fondamental, sans injection dans un premier temps, nous allons étudier l'observabilité de celle-ci avec une PLL ou une injection.

#### 3.2.1 Étude de l'observabilité avec injection et PLL

Comme nous l'avons déjà énoncé, plusieurs articles proposent d'injecter un signal pour réaliser une PLL permettant de positionner le flux. La comparaison entre une PLL *classique* et une PLL dans le cas d'une machine asynchrone explicite comment l'injection permet de positionner précisément le flux dans la machine (pour rappel, voir les explications en 2.2.2).

Pour cette raison, nous commençons notre étude en supposant que la position du flux est mesurée (dans la pratique, nous ne mesurons que l'écart entre la position prédite et la position réelle, mais le contenu d'information est identique) et que la commande appliquée correspond au fondamental, c'est-à-dire sans considérer le terme d'injection. Avec ces hypothèses, nous ajoutons aux équations d'état de la machine la position du flux et la mesure de la position du flux. L'étude de l'observabilité montre que l'ensemble du vecteur d'état (courants statoriques, flux rotorique, vitesse, couple de charge et position du flux rotorique) devient alors observable; l'observabilité de la vitesse est ainsi retrouvée. Cette étude permet de justifier théoriquement l'utilisation des méthodes dites *avec PLL* très souvent publiées sans faire l'analyse de l'observabilité.

#### 3.2.2 Étude de l'observabilité avec injection prise en compte dans le modèle

Le deuxième choix de modélisation possible est de prendre en compte dans le modèle l'injection supplémentaire que l'on applique à la machine. On explicite alors le terme de commande en séparant le terme d'injection du reste de la commande. L'injection étant réalisée dans le repère tournant, ce terme d'injection dépend luimême de la position du flux. Ces modélisations sont présentées avec une injection en tension (3.1) et avec une
injection en courant (3.2).

$$\begin{cases} \frac{di_{s\alpha}}{dt} = -\left(\frac{R_s}{L_{\sigma}} + \frac{L_{\pi}^2 R_r}{L_{\sigma} L_r^2}\right) i_{s\alpha} + \frac{L_m R_r}{L_{\sigma} L_r^2} \varphi_{r\alpha} + \frac{L_m}{L_{\sigma} L_r} \omega \varphi_{r\beta} + \frac{v_{s\alpha}^* + v_{inj}(t)\cos(\theta_{\varphi})}{L_{\sigma}} \\ \frac{di_{s\beta}}{dt} = -\left(\frac{R_s}{L_{\sigma}} + \frac{L_{\alpha}^2 R_r}{L_{\sigma} L_{\sigma}^2}\right) i_{s\beta} - \frac{L_m}{L_{\sigma} L_r} \omega \varphi_{r\alpha} + \frac{L_m R_r}{L_{\sigma} L_r^2} \varphi_{r\beta} + \frac{v_{s\beta}^* + v_{inj}(t)\sin(\theta_{\varphi})}{L_{\sigma}} \\ \dot{\varphi}_{r\alpha} = \frac{L_m R_r}{L_r} i_{s\alpha} - \frac{R_r}{L_r} \varphi_{r\alpha} - \omega \varphi_{r\beta} \\ \dot{\varphi}_{r\beta} = \frac{L_m R_r}{L_r} i_{s\beta} + \omega \varphi_{r\alpha} - \frac{R_r}{L_r} \varphi_{r\beta} \\ \dot{\omega} = \frac{n_p^2 L_m}{J_{eq} L_r} \left(\varphi_{r\alpha} i_{s\beta} - \varphi_{r\beta} i_{s\alpha}\right) - \frac{n_p}{J_{eq}} T_L \\ \dot{\theta}_{\varphi} = \omega + \frac{R_r L_m}{L_r} \frac{\left(\varphi_{r\alpha} i_{s\beta} - \varphi_{r\beta} i_{s\alpha}\right)}{\varphi_r^2} \right) \left(i_{s\alpha}^* + i_{inj}(t)\cos(\theta_{\varphi})\right) + \frac{L_m R_r}{L_{\sigma} L_r^2} \varphi_{r\alpha} + \frac{L_m}{L_{\sigma} L_r} \omega \varphi_{r\beta} + \frac{v_{s\alpha}}{L_{\sigma}} \\ \frac{di_{s\beta}}{dt} = -\left(\frac{R_s}{L_{\sigma}} + \frac{L_m^2 R_r}{L_{\sigma} L_r^2}\right) \left(i_{s\alpha}^* + i_{inj}(t)\sin(\theta_{\varphi})\right) - \frac{L_m}{L_{\sigma} L_r} \omega \varphi_{r\alpha} + \frac{L_m R_r}{L_{\sigma} L_r} \varphi_{r\beta} + \frac{v_{s\beta}}{L_{\sigma}} \\ \dot{\varphi}_{r\alpha} = \frac{L_m R_r}{L_r} \left(i_{s\alpha}^* + i_{inj}(t)\cos(\theta_{\varphi})\right) - \frac{R_r}{L_r} \varphi_{r\alpha} - \omega \varphi_{r\beta} \\ \dot{\varphi}_{r\alpha} = \frac{L_m R_r}{L_r} \left(i_{s\alpha}^* + i_{inj}(t)\cos(\theta_{\varphi})\right) + \omega \varphi_{r\alpha} - \frac{R_r}{R_r} \varphi_{r\beta} \\ \dot{\varphi}_{r\beta} = \omega + \frac{R_r L_m}{L_r} \left(\varphi_{r\alpha} (i_{s\beta}^* + i_{inj}(t)\sin(\theta_{\varphi})\right) - \varphi_{r\beta} (i_{s\alpha}^* + i_{inj}(t)\cos(\theta_{\varphi}))\right) \\ \dot{\theta}_{\varphi} = \omega + \frac{R_r L_m}{L_r} \frac{\left(\varphi_{r\alpha} (i_{s\beta}^* + i_{inj}(t)\sin(\theta_{\varphi})\right) - \varphi_{r\beta} (i_{s\alpha}^* + i_{inj}(t)\cos(\theta_{\varphi}))}{\omega^2} \right)$$
(3.2)

Dans chacun de ces deux cas, l'étude de l'observabilité montre que l'ensemble du vecteur d'état devient observable; l'observabilité de la vitesse est ainsi retrouvée.

#### 3.2.3 Récapitulatif sur l'observabilité de la machine asynchrone

Le tableau 3.1 récapitule l'ensemble des résultats obtenus sur l'observabilité de la machine asynchrone.

	Modèle choisi	Toujours observable?	Conditions d'observabilité
	vitesse constante	Non	$\dot{\varphi}_{r\alpha} \neq 0 \ ET \ \dot{\varphi}_{r\beta} \neq 0$
Moteur seul	couple constant	Non	$\begin{cases} \dot{\omega} \neq 0 \ ET \ \dot{\varphi}_{r\alpha} \neq 0 \ ET \ \dot{\varphi}_{r\beta} \neq 0 \\ \varphi_{r\alpha} \neq 0 \ ET \ \varphi_{r\beta} \neq 0 \end{cases}$
Moteur et PLL	vitesse constante	$\checkmark$	
	couple constant	$\checkmark$	
Moteur et injection	vitesse constante	$\checkmark$	
	couple constant	$\checkmark$	

TABLE 3.1 – Récapitulatif des cas d'observabilité de la machine asynchrone sans capteur de vitesse

Ce tableau justifie une nouvelle fois la pertinence de réaliser une injection de signal pour retrouver l'observabilité de la vitesse. Si les articles présentant une injection de signal sont nombreux, rares sont ceux qui justifient les caractéristiques du signal injecté. Cette étude est faite par Basic et al. par exemple [8], mais elle porte sur l'amplitude et la fréquence uniquement, ou encore dans [77] et [76] pour justifier expérimentalement l'injection d'un signal carré. Nous proposons ici de chercher de manière théorique le signal à injecter offrant la meilleure observabilité tout en perturbant le moins possible la commande ; nous espérons que cette étude théorique nous permettra de rendre la commande sans capteur de vitesse autant indépendante que possible du type de machine.

## 3.3 Degré d'observabilité

### 3.3.1 Définitions

La théorie de l'observabilité, décrite par Kalman [39] pour les systèmes linéaires puis étendue par Hermann and Krener [31] aux systèmes non-linéaires (voir Annexe C), permet de juger a priori s'il va être possible de synthétiser un observateur dont il sera possible de fixer la dynamique d'observation<sup>1</sup>. Ce critère est toutefois conçu pour donner une réponse binaire quant à l'observabilité du système. Nous cherchons ici s'il est possible de mesurer le degré d'observabilité d'un système, avec une exigence supplémentaire qui est de pouvoir mesurer le degré d'observabilité de chaque état du système. Une telle définition pourra nous être utile à la fois pour définir une injection optimisant l'observabilité de la machine ou pour définir la commande optimale qui maximise l'observabilité.

Plusieurs articles proposent de calculer un degré d'observabilité, que ce soit pour des systèmes linéaires [55], [21], [52], ou pour des systèmes non-linéaires [14], [60], [61], [68], [43], [75]. Pour les systèmes linéaires, il apparait que l'outil pertinent est tiré du grammien d'observabilité (outil beaucoup utilisé pour la réduction de modèle [52]), mais les articles cités ne proposent pas de définition permettant d'attribuer à chaque état du système son degré d'observabilité. Pour les systèmes non-linéaires, certains proposent des définitions issues de la matrice d'observabilité définie pour les systèmes non-linéaires, d'autres proposent de linéariser le système afin d'utiliser une définition existant pour les systèmes linéaires. Toutefois, nous pensons que les définitions de degré d'observabilité en non-linéaire tirées de l'analyse de la matrice d'observabilité et non à partir de propriétés physiques du système. Dans la construction de la matrice d'observabilité linéaire, on supprime tous les coefficients devant les termes en  $CA^n$  afin de simplifier au maximum l'étude du rang de la matrice (voir Annexe C).Ces coefficients permettent pourtant de décrire l'évolution du système, et donc de conserver une connaissance physique du système, ce que permet le grammien d'observabilité. Cette préférence pour le grammien d'observabilité peut également se trouver dans [43], sans que les raisons soient détaillées.

Les tableaux 3.2 et 3.3 présentent l'ensemble des définitions de degré d'observabilité rencontrées dans la littérature ainsi que les limites de chaque définition présentée.

Définitions pour des systèmes linéaires				
Définition	Formule	Commentaire		
Nombre de conditionnement de la matrice d'ob- servabilité ([21])	$rac{\sigma_{min}(\mathcal{O})}{\sigma_{max}(\mathcal{O})}$	Mesure la sensibilité de l'inversibilité de la matrice d'observabilité. Pas de notion d'observabilité d'un état particulier, pas de notion physique sur le sys- tème étudié.		
Nombre de conditionnement du grammien d'ob- servabilité ([21], [52])	$rac{\sigma_{min}(W_O)}{\sigma_{max}(W_O)}$	Mesure l'observabilité du mode le moins obser- vable par rapport au plus observable. Pas de no- tion d'observabilité d'un état particulier.		
Valeur singulière minimale du grammien d'observabilité ([55])	$\sigma_{min}(W_O)$	Mesure l'observabilité du mode le moins obser- vable. Pas de notion d'observabilité d'un état par- ticulier.		
Déterminant du grammien d'observabilité ([55])	$\det(W_O)$	Mesure la somme des observabilités de tous les modes du systèmes. Pas de notion d'observabilité d'un état particulier.		
Trace et éléments diagonaux du grammien d'ob- servabilité ([55])	$tr(W_O)$	Mesure la somme des observabilités de tous les états su système. Possible d'obtenir l'observabilité d'un état particulier.		

TABLE 3.2 – Liste des définitions de degré d'observabilité proposées dans la littérature pour des systèmes linéaires.

<sup>1.</sup> La notion de détectabilité permet de savoir s'il sera possible de synthétiser un observateur sans pouvoir en fixer la dynamique. Un système est dit détectable lorsque les grandeurs non-observables sont stables.

Définitions pour des systèmes non-linéaires			
Définition	Formule	Commentaire	
Nombre de conditionnement de la matrice d'ob- servabilité ([75], [14])	$rac{\sigma_{min}(\mathcal{O})}{\sigma_{max}(\mathcal{O})}$	Mesure la sensibilité de l'inversibilité de la matrice d'observabilité. Pas de notion d'observabilité d'un état particulier, pas de notion physique sur le sys- tème étudié.	
Déterminant de la matrice d'observabilité ([26], [10], [11])	$\det(\mathcal{O})$	Mesure l'inversibilité de la matrice d'observabilité. Pas de notion d'observabilité d'un état particulier, pas de notion physique sur le système étudié.	
Nombre de conditionnement du grammien d'ob- servabilité du système linéarisé ([43])	$rac{\sigma_{min}(W_O)}{\sigma_{max}(W_O)}$	Mesure l'observabilité du mode le moins obser- vable par rapport au plus observable. Pas de no- tion d'observabilité d'un état particulier.	
Valeur singulière minimale du grammien d'obser- vabilité du système linéarisé ([43])	$\sigma_{min}(W_O)$	Mesure l'observabilité du mode le moins obser- vable. Pas de notion d'observabilité d'un état par- ticulier.	
Trace et éléments diagonaux du grammien d'ob- servabilité du système linéarisé ([60], [61])	$tr(W_O)$	Mesure la somme des observabilités de tous les états su système. Possible d'obtenir l'observabilité d'un état particulier.	

TABLE 3.3 – Liste des définitions de degré d'observabilité proposées dans la littérature pour des systèmes non-linéaires.

La définition du degré d'observabilité à partir de la trace du grammien d'observabilité peut être adaptée afin de correspondre à ce que nous cherchons. Singh and Hahn proposent cette adaptation dans [61] pour définir un degré d'observabilité valable pour les systèmes linéaires permettant d'attribuer un degré d'observabilité a chacun des états du système. Ils notent qu'il est important de normaliser les grandeurs du système avant de calculer le grammien.

**Définition 1 :** Le degré d'observabilité d'un système  $\Sigma$  est donné par la trace du grammien d'observabilité de ce système. De cette manière, le *i*-ème terme diagonal du grammien d'observabilité correspond au degré d'observabilité du *i*-ème état du système  $\Sigma$ .

Le choix d'utiliser le grammien permet de pouvoir relier le degré d'observabilité du système avec l'énergie mesurée du système, comme montré dans [61] :

$$E_{0} = \int_{0}^{\infty} \begin{bmatrix} y_{1}(t) \\ \vdots \\ y_{n}(t) \end{bmatrix}^{T} \begin{bmatrix} y_{1}(t) \\ \vdots \\ y_{n}(t) \end{bmatrix} dt$$
  
$$= \int_{0}^{\infty} \begin{bmatrix} y_{1}^{T}(t)y_{1}(t) + \dots + y_{n}^{T}(t)y_{n}(t) \end{bmatrix} dt$$
  
$$= \int_{0}^{\infty} \begin{bmatrix} y_{1}^{T}(t)y_{1}(t) \end{bmatrix} dt + \dots + \int_{0}^{\infty} \begin{bmatrix} y_{n}^{T}(t)y_{n}(t) \end{bmatrix} dt$$
  
$$E_{0} = x^{T}(0)W_{O,1}x(0) + \dots + x^{T}(0)W_{O,n}x(0)$$
  
(3.3)

avec  $x, y \in \mathbb{R}^n$  l'état et la mesure, A et C les matrices usuellement utilisées pour décrire un système en automatique et  $W_O$  le grammien d'observabilité donné, pour un système linéaire temps invariant, par :

$$W_O = \int_0^\infty e^{A^T t} C^T C e^{At} \mathrm{d}t \tag{3.4}$$

#### 3.3.2 Exemple d'application du degré d'observabilité

Pour vérifier la pertinence du degré d'observabilité choisi, nous l'avons testé sur un système électrique simple à deux états (courant et tension) inspiré d'un buck avec une résistance variable. Il a été conçu afin que le système soit inobservable pour une valeur de cette résistance de 0  $\Omega$  et 0,5  $\Omega$  (après normalisation). Le

modèle d'état de ce système est donné par les équations 3.5.

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_L \\ \dot{V}_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} \frac{R_1}{1+R_1R_{1A}} - \frac{R_2}{L} & -\frac{1}{L} \frac{R_1R_{1A}}{1+R_1R_{1A}} \\ \frac{R_{1A}}{C} \frac{R_1}{1+R_1R_{1A}} & \frac{R_{1A}^2}{C} \frac{R_1}{1+R_1R_{1A} - \frac{1}{RC} - \frac{R_{1A}}{C}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_L \\ V_s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} E$$
(3.5)

Avec  $R_1$  la résistance variable et  $R_{1A} = R_1 \frac{|R_1 - 0.5|}{R_1 + |R_1 - 0.5|}$ 

Nous avons pu constater que le degré d'observabilité de l'état observé s'annule effectivement aux points de fonctionnement prévus, tandis que le degré d'observabilité de l'état mesuré ne s'annule pas. Cette constatation est illustrée par la figure 3.1 qui présente le degré d'observabilité pour deux mesures, une mesure de courant et une mesure de tension.



FIGURE 3.1 – Évolution du degré d'observabilité du courant et de la tension selon la valeur de la résistance pour différentes mesures.

Par ailleurs, nous avons constaté que pour assurer une dynamique d'observation identique quelle que soit la valeur de la résistance, le gain de l'observateur augmente lorsque le degré d'observabilité diminue. Cette observation se vérifie que l'observateur soit de Kalman ou de Luenberger. Nous avons ainsi pu conclure qu'un faible degré d'observabilité induit une forte sensibilité de l'observation aux bruits de mesure (les bruits de mesure sont amplifiés par les gains de grande valeur) et un écart statique important.

### 3.4 Utilisation du degré d'observabilité sur la machine asynchrone

#### 3.4.1 Degré d'observabilité du flux

Afin de vérifier que le degré d'observabilité tel que nous l'avons défini s'applique correctement sur la machine asynchrone, nous l'appliquons ici au calcul du degré d'observabilité du flux en considérant que la vitesse est mesurée. Dans ce cas, le système d'équation est un système linéaire dont la vitesse est un paramètre, ce qui nous permet d'appliquer facilement la définition pour des systèmes linéaires. La figure 3.2 présente l'évolution du degré d'observabilité du flux en fonction de la vitesse. Sur ce tracé, on note la diminution de l'observabilité du flux lorsque la vitesse devient faible, sans qu'il ne devienne pour autant inobservable. Cette évolution de l'observabilité du flux avec capteur de vitesse montre en effet que le flux est toujours observable tandis que, dans la pratique, on note que l'observation du flux à basse vitesse est plus difficile : l'observateur de flux sera plus sensible aux

erreurs de mesure de tension et de courant. Ce faible degré d'observabilité du flux à basse vitesse explique d'ailleurs a posteriori le besoin de modéliser plus finement l'onduleur afin d'obtenir une valeur précise du flux. La cohérence entre le calcul du degré d'observabilité que nous avons proposé et les résultats obtenus dans la pratique permet de confirmer la validité de cette définition.



FIGURE 3.2 – Observabilité des courants et du flux d'une machine asynchrone en fonction de la vitesse.

#### 3.4.2 Non-linéarité de la machine asynchrone

Nous venons de montrer que le degré d'observabilité tel que nous l'avons définit s'applique correctement à la machine asynchrone modélisée comme un système linéaire dont la vitesse est un paramètre variant (voir Annexe B.1). Les résultats que nous avons présentés ne servent pour l'instant qu'à valider la possibilité d'utiliser le degré d'observabilité sur la machine asynchrone. En premier lieu, il serait intéressant de mesurer le degré d'observabilité de la vitesse de la machine pour un fonctionnement sans capteur de vitesse. Lorsqu'on supprime le capteur de vitesse, afin d'observer cette dernière, on la considère comme une variable d'état ; les équations deviennent alors non-linéaires (voir Annexe B.2). De ce fait, pour pouvoir utiliser le degré d'observabilité choisi, nous devons linéariser les équations de la machine. La linéarisation autour d'un point de fonctionnement, réalisée dans un premier temps, n'est pas satisfaisante car la dynamique du système est perdue, et le degré d'observabilité de la vitesse en est modifié. Il n'est en effet plus cohérent avec l'étude de l'observabilité de la vitesse menée précédemment.

Nous pensons qu'il serait plus pertinent de linéariser autour d'une trajectoire afin de conserver la dynamique de la machine. Nous travaillons actuellement sur ce point. Pour linéariser autour d'une trajectoire, il nous faudra alors définir la trajectoire sur laquelle nous travaillerons. Cette trajectoire sera définie afin de présenter des zones de fonctionnement inobservables, proches de l'inobservabilité et d'autres censées ne pas poser de problème d'inobservabilité. Une collaboration avec le LAGEP est d'ailleurs envisagée concernant l'étude des systèmes non linéaires.

Nous allons à présent détailler l'utilisation que nous souhaitons faire de cet outil par la suite.

### 3.4.3 Pistes d'utilisation du degré d'observabilité à la machine asynchrone

#### Critère de début et de fin d'injection

La plupart des articles proposant d'introduire une injection de signal pour retrouver l'observabilité de la vitesse à pulsation statorique nulle ne propose cette injection que pour des pulsations statoriques faibles. Lorsque la fréquence d'alimentation augmente, l'injection est diminuée puis supprimée. On évite ainsi de perturber la machine sur les zones de fonctionnement pour lesquelles l'observabilité de la vitesse ne pose pas de problème. Le seuil de début d'injection est la plupart du temps fixé à partir d'un seuil de pulsation statorique [33] ou d'un seuil de vitesse [5]. Même si le seuil est défini en grandeur normalisée [33], il reste relativement dépendant des paramètres du moteur utilisé. Nous proposons de fixer le seuil de l'injection à partir du degré d'observabilité de la vitesse afin de rendre le seuil de début d'injection le plus indépendant possible des paramètres de la machine et afin de limiter au strict nécessaire l'injection réalisée. Cela nécessitera de calculer le degré d'observabilité de la machine avec injection. Ce calcul peut être réalisé en débarqué afin de fixer le seuil de fréquence de début d'injection ou en embarqué afin de fixer ce seuil directement sur le degré d'observabilité de la vitesse.

#### Sélection de l'injection optimale

Une autre utilisation envisagée du degré d'observabilité est le choix de l'injection optimale. Dès lors que le calcul du degré d'observabilité avec injection sera maîtrisé, il sera possible d'évaluer le degré d'observabilité pour différentes injections, avec des formes, fréquences et amplitudes différentes à tester. Plutôt que de chercher l'injection qui maximise l'observabilité, il semble plus pertinent de chercher l'injection optimale qui maximise l'observabilité sous une contrainte donnée. Cette contrainte peut être la consommation, l'erreur de couple commise ou encore les harmoniques de courant ou de tension générées. Par ailleurs, il sera intéressant de comparer les résultats théoriques de cette étude avec des mesures sur banc pour avoir une idée des écarts entre le modèle fondamental (utilisé pour calculer le degré d'observabilité) et une machine réelle.

#### Critère pour observer les paramètres

Nous avons évoqué la nécessité d'observer les paramètres du moteur afin d'obtenir une bonne précision dans l'observation. L'observation de paramètres supplémentaires rend toutefois l'observateur plus complexe. Pour cette raison, Barut et al. proposent d'observer alternativement la résistance rotorique et statorique du fait de leurs variations lentes [6], [7]. L'alternance entre ces deux observations est faite périodiquement avec une période définie de sorte que l'observateur ait convergé avant de changer de paramètre observé. Des critères de bonne observabilité des paramètres, permettant de choisir le paramètre observé en fonction des conditions de fonctionnement de la machine (par exemple, fluxage, accélération, charge du moteur...), sont présentés dans [4]. Ces critères (seuils de vitesse ou de variation de flux par exemple) sont définis grâce à des simulations où l'on mesure la sensibilité de l'observateur aux variations de paramètres ainsi que l'erreur statique sur le paramètre observé.

Nous proposons de poursuivre dans la logique de ces travaux en déterminant le paramètre qu'il est le plus intéressant d'observer selon le degré d'observabilité des différents paramètres à observer. Cela peut se faire en embarqué en calculant en temps réel les degrés d'observabilité de chaque paramètre et en observant le paramètre dont le degré d'observabilité est maximal, ou en débarqué en calculant le degré d'observabilité des paramètres dans différentes conditions de fonctionnement afin de déterminer quel paramètre observer selon les conditions de fonctionnement (par exemple, fluxage, accélération, charge du moteur...).

#### Critère supplémentaire pour réaliser une commande optimale

Une quatrième piste d'utilisation du degré d'observabilité, que nous avons déjà brièvement évoquée, serait d'utiliser le degré d'observabilité de la vitesse comme critère dans une commande optimale. Le degré d'observabilité de la vitesse serait ainsi ajouté au critère de performance de la commande afin de choisir la commande qui maximise l'observabilité. Ce type d'utilisation a déjà été fait dans [10] et [11] pour l'observabilité du déplacement latéral d'une voiture lors d'un freinage d'urgence. L'avantage de cette utilisation dans le cas de la commande de machine sans capteur de vitesse est qu'elle peut permettre de se passer d'injection si on montre qu'il est possible de fonctionner durablement sur tout point de fonctionnement. Cette utilisation peut également être intéressante pour être utilisée pour le redémarrage de l'onduleur, comme nous l'avions évoqué dans l'état de l'art.

# Chapitre 4

# Conclusion et perspectives

### 4.1 Conclusion

Après avoir situé notre sujet de recherche dans les travaux existants en nous étant arrêté sur les particularités de l'application ferroviaire, nous avons présenté un l'état de l'art sur le sujet constitué des principales problématiques techniques et scientifiques identifiées, des solutions proposées pour chacune de ces problématiques, tout en détaillant pourquoi ces solutions sont toutefois insuffisantes. Nous avons ainsi listé les verrous technologiques et scientifiques notre thèse va tenter de répondre.

Dans la partie suivante, nous avons montré qu'une étude approfondie de l'observabilité de la machine asynchrone permet de justifier théoriquement l'intérêt de réaliser une injection pour retrouver l'observabilité de la vitesse de la machine asynchrone en tout point de fonctionnement. Nous avons ensuite montré comment nous avons défini un degré d'observabilité de la vitesse, comment nous l'avons déjà appliqué à la machine asynchrone et comment nous comptons l'appliquer par la suite sur notre problème de commande sans capteur de vitesse. En poursuivant dans cette voie, nous pensons être en mesure de résoudre les problèmes de fonctionnement en zone inobservable, de redémarrage de l'onduleur et d'observation des paramètres. Le reste des travaux est à poursuivre.

### 4.2 Perspectives

Pour atteindre l'objectif de proposer une commande de moteur asynchrone sans capteur de vitesse d'ici la fin de la thèse, nous prévoyons de tester plusieurs observateurs sur une solution avec injection afin de choisir l'observateur qui réponde au mieux aux besoins de précision, de robustesse aux variations paramétriques et de dynamique, tout en étant le moins perturbé possible par l'injection que nous ajouterons. Si les trois premiers critères ont déjà été largement étudiés dans la littérature, l'impact de l'injection ne l'a pas été et nous semble nécessaire. Cet observateur sera conçu afin de permettre l'observation des paramètres du moteur nécessaires. Nous espérons de cette manière parvenir à résoudre certaines problématiques auxquelles est soumise l'application ferroviaire. Nous évaluerons ensuite la dernière problématique portant sur la mise en parallèle des moteurs. Nous pouvons dès à présent noter que nous chercherons, dans la mesure du possible, à éviter d'avoir besoin de modéliser l'onduleur et d'observer les paramètres mécaniques comme l'inertie. Si toutefois cela s'avérait utile, nous travaillerions à ajouter ces éléments à la commande existante.

Pour être assuré de présenter les solutions technologiques les plus intéressantes, nous prévoyons de tester au moins deux solutions différentes afin de conserver la meilleure. Ces solutions pourraient être par exemple à partir d'injection haute fréquence ou basse fréquence, à partir d'une méthode avec injection et d'une méthode d'évitement, ou encore à partir de deux observateurs différents. Nous attendons de poursuivre nos travaux avant de nous arrêter sur le niveau de similitude que nous nous autorisons entre ces deux méthodes, puis avant de choisir ces deux solutions à comparer.

Pour chacune de ces solutions, le processus de test sera le même : nous débuterons par des comparaisons réalisées à l'aide de simulations MATLAB afin de garder un nombre de solutions restreint (entre 2 et 4 probablement). Nous continuerons d'améliorer ces solutions jusqu'à les implémenter et les tester sur les simulateurs mis à notre disposition par Alstom. L'ensemble de l'environnement hardware sera alors l'environnement réel et non simulé. Cette étape permettra de nouveau de comparer les solutions entre elles pour ne conserver que

les deux plus performantes. Enfin, nous testerons ces deux solutions sur des bancs de puissance afin de valider le fonctionnement dans des conditions d'utilisation réelle et de conserver la meilleure des solutions proposées. Nous présentons en tableau 4.1 le planning que nous envisageons pour la suite de cette thèse.



TABLE 4.1 – Planning prévisionnel de la fin de thèse.

# Annexe A

# Notations utilisées dans le rapport

- *j* Imaginaire pur
- $\omega$  Vitesse électrique du moteur
- $n_p$  Nombre de paires de pôles du moteur
- $i_s$  Courant statorique
- $u_s$  Tension statorique
- $\varphi_r$  Flux rotorique
- $R_r$  Résistance rotorique
- $R_s$  Résistance statorique
- $L_m$  Inductance magnétisante
- $L_r$  Inductance rotorique fuites comprises
- $L_s$  Inductance statorique fuites comprises
- $L_{\sigma}$  Inductance de fuites ramenée au stator
- $\sigma$  Coefficient de fuites (ou de Blondel)
- $T_L$  Couple de charge du moteur
- $T_E$  Couple électrique du moteur
- $J_{eq}$  Inertie équivalente ramenée au moteur
- $W_O$  Grammien d'observabilité
  - $\mathcal{O}$  Matrice d'observabilité

# Annexe B

# Mise en équations de la machine asynchrone

Nous présentons ici la mise en équations de la machine asynchrone. Dans un premier temps, nous nous intéressons à la modélisation électrique uniquement, en considérant la vitesse comme un paramètre connu. Dans un second temps, la vitesse n'est plus considérée comme un paramètre connu, et nous montrons comment modéliser la machine dans un tel cas.

## B.1 Modèle électrique de la machine asynchrone

Dans le repère statorique  $(\alpha,\beta)$  dans lequel nous travaillons, la machine électrique peut se mettre sous la forme de l'équation d'état suivante :

$$d \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \end{bmatrix} / dt = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_s}{L_{\sigma}} + \frac{L_m^2 R_r}{L_{\sigma} L_r^2}\right) & 0 & \frac{L_m R_r}{L_{\sigma} L_r^2} & \frac{L_m \omega}{L_{\sigma} L_r^2} \\ 0 & -\left(\frac{R_s}{L_{\sigma}} + \frac{L_m^2 R_r}{L_{\sigma} L_r^2}\right) & -\frac{L_m \omega}{L_{\sigma} L_r} & \frac{L_m R_r}{L_{\sigma} L_r^2} \\ \frac{L_m R_r}{L_r} & 0 & -\frac{R_r}{L_r} & -\omega \\ 0 & \frac{L_m R_r}{L_r} & \omega & -\frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{\sigma}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{\sigma}} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix}$$
(B.1)

On obtient de cette manière un modèle linéaire. La machine asynchrone dont on connait la vitesse peut être vue comme un système linéaire dépendant de paramètres. Les paramètres variants sont alors essentiellement la vitesse  $\omega$  et la résistance rotorique  $R_r$ , éventuellement la résistance statorique  $R_s$ .

## B.2 Prise en compte de l'équation mécanique

Lorsqu'on ne mesure plus la vitesse de la machine, il existe deux manières de le prendre en compte : ou bien on considère la vitesse comme lentement variable, ou bien on utilise l'équation mécanique.

Avec la vitesse considérée comme lentement variable La vitesse étant considérée comme lentement variable par rapport aux variations du courant et du flux, on peut écrire  $\dot{\omega} = 0$ . Les équations n'étant plus linéaires, on ne peut plus écrire ces équations sous la forme d'un système linéaire et on note :

$$\begin{cases} \frac{di_{s\alpha}}{dt} = -\left(\frac{R_s}{L_{\sigma}} + \frac{L_m^2 R_r}{L_{\sigma} L_r^2}\right) i_{s\alpha} + \frac{L_m R_r}{L_{\sigma} L_r^2} \varphi_{r\alpha} + \frac{L_m}{L_{\sigma} L_r} \omega \varphi_{r\beta} + \frac{v_{s\alpha}}{L_{\sigma}} \\ \frac{di_{s\beta}}{dt} = -\left(\frac{R_s}{L_{\sigma}} + \frac{L_m^2 R_r}{L_{\sigma} L_r^2}\right) i_{s\beta} - \frac{L_m}{L_{\sigma} L_r} \omega \varphi_{r\alpha} + \frac{L_m R_r}{L_{\sigma} L_r^2} \varphi_{r\beta} + \frac{v_{s\beta}}{L_{\sigma}} \\ \dot{\varphi}_{r\alpha} = \frac{L_m R_r}{L_r} i_{s\alpha} - \frac{R_r}{L_r} \varphi_{r\alpha} - \omega \varphi_{r\beta} \\ \dot{\varphi}_{r\beta} = \frac{L_m R_r}{L_r} i_{s\beta} + \omega \varphi_{r\alpha} - \frac{R_r}{L_r} \varphi_{r\beta} \\ \dot{\omega} = 0 \end{cases}$$
(B.2)

Avec l'équation mécanique Si on veut rendre le modèle plus précis, il est possible de prendre en compte l'évolution de la vitesse à l'aide de l'équation mécanique  $\dot{\omega} = \frac{n_p}{J_{eq}}(T_e - T_L)$ . L'expression du couple électrique  $T_e$  s'obtient facilement à partir des courants et flux. La valeur du couple de charge  $T_L$  peut être considérée constante et connue ou lentement variable. Dans la mesure où, pour une application à la traction ferroviaire, le couple de charge ne peut pas être connu, nous choisissons de modéliser le couple de charge comme lentement variable. On obtient de cette manière les équations non-linéaires suivantes :

$$\begin{cases} \frac{di_{s\alpha}}{dt} = -\left(\frac{R_s}{L_{\sigma}} + \frac{L_m^2 R_r}{L_{\sigma} L_r^2}\right) i_{s\alpha} + \frac{L_m R_r}{L_{\sigma} L_r^2} \varphi_{r\alpha} + \frac{L_m}{L_{\sigma} L_r} \omega \varphi_{r\beta} + \frac{v_{s\alpha}}{L_{\sigma}} \\ \frac{di_{s\beta}}{dt} = -\left(\frac{R_s}{L_{\sigma}} + \frac{L_m^2 R_r}{L_{\sigma} L_r^2}\right) i_{s\beta} - \frac{L_m}{L_{\sigma} L_r} \omega \varphi_{r\alpha} + \frac{L_m R_r}{L_{\sigma} L_r^2} \varphi_{r\beta} + \frac{v_{s\beta}}{L_{\sigma}} \\ \dot{\varphi}_{r\alpha} = \frac{L_m R_r}{L_r} i_{s\alpha} - \frac{R_r}{L_r} \varphi_{r\alpha} - \omega \varphi_{r\beta} \\ \dot{\varphi}_{r\beta} = \frac{L_m R_r}{L_r} i_{s\beta} + \omega \varphi_{r\alpha} - \frac{R_r}{L_r} \varphi_{r\beta} \\ \dot{\omega} = \frac{n_p^2 L_m}{J_{eq} L_r} (\varphi_{r\alpha} i_{s\beta} - \varphi_{r\beta} i_{s\alpha}) - \frac{n_p}{J_{eq}} T_L \\ \dot{T_L} = 0 \end{cases}$$
(B.3)

# Annexe C

# Étude de l'observabilité d'un système non-linéaire

## C.1 Rappel : observabilité d'un système linéaire

L'observabilité d'un système linéaire a été décrite par Kalman. Il s'agit de savoir si, à partir des mesures d'une partie des états du système, il est possible de connaître l'évolution de l'ensemble des états du système, et de synthétiser un observateur dont il est possible de fixer la dynamique.

Étant donné un système :

$$\Sigma : \begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu\\ y = Cx \end{cases}$$
(C.1)

L'observabilité étudie la possibilité d'inverser la matrice d'évolution libre  $Ce^{At}$ . D'après le théorème de Cayley-Hamilton, et en notant  $n, n \in \mathbb{N}$  la dimension du vecteur d'état  $x, A^n$  s'écrit comme une combinaison linéaire de  $A^0$ ..  $A^{n-1}$ . Ainsi, en considérant la décomposition en série entière de la matrice  $Ce^{At}$ :

$$Ce^{At} = C \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{k!} (At)^k = \sum_{k=0}^{n-1} \rho_k CA^k$$
 (C.2)

où les  $\rho_k$  tiennent compte à la fois des termes de décomposition en série entière et de l'expression de chacune des puissances au-delà de  $A^n$  comme combinaison linéaire des matrices  $A^0$  à  $A^n$ .

On définit ainsi la matrice d'observabilité  ${\mathcal O}$  :

$$\mathcal{O} = \left[C; CA; CA^2; \dots; CA^{n-1}\right] \tag{C.3}$$

**Définition 1 :** Le système  $\Sigma$  est dit observable si la matrice d'observabilité  $\mathcal{O}$  est de rang n, où n est la dimension du vecteur d'état du système.

## C.2 Observabilité d'un système non-linéaire

L'étude de l'observabilité d'un système non-linéaire cherche à transposer la notion d'observabilité définie pour les systèmes linéaires aux systèmes non-linéaires. Soit  $\Sigma$  un système non-linéaire décrit par :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x, u) \\ y = h(x) \end{cases}$$
(C.4)

Pour étudier l'observabilité, il est proposé de construire la matrice d'observabilité à partir des dérivées de Lie comme suit : On commence par construire la matrice des dérivées de Lie, L, d'ordre 0 à  $p, p \in \mathbb{N}$ , (c'est en fait un moyen simple de calculer les dérivées temporelles des grandeurs mesurées) :

$$L = \begin{bmatrix} \mathcal{L}_f^0 h \\ \mathcal{L}_f^1 h \\ \vdots \\ \mathcal{L}_f^p h \end{bmatrix}$$
(C.5)

où la dérivée de Lie d'ordre k est définie par :

$$\begin{cases} \mathcal{L}_{f}^{0}h = h\\ \mathcal{L}_{f}h = \frac{\partial h}{\partial x}f\\ \forall k \in \mathbb{N}^{*}, \mathcal{L}_{f}^{k} = \mathcal{L}_{f}(\mathcal{L}_{f}^{k-1}h) \end{cases}$$
(C.6)

On construit ensuite la matrice d'observabilité  ${\mathcal O}$  :

$$\mathcal{O} = \frac{\partial L}{\partial x} \tag{C.7}$$

**Remarque 1 :** En suivant les calculs des dérivées de Lie, on se rend compte qu'il est équivalent d'exprimer la matrice d'observabilité  $\mathcal{O}$  comme suit :

$$\mathcal{O} = \begin{bmatrix} \frac{\partial y}{\partial x_1} & \frac{\partial y}{\partial x_2} & \cdots & \frac{\partial y}{\partial x_n} \\ \frac{\partial y}{\partial x_1} & \frac{\partial y}{\partial x_2} & \cdots & \frac{\partial y}{\partial x_n} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ \frac{\partial y^{(p)}}{\partial x_1} & \frac{\partial y^{(p)}}{\partial x_2} & \cdots & \frac{\partial y^{(p)}}{\partial x_n} \end{bmatrix}$$
(C.8)

en notant  $n, n \in \mathbb{N}$  la dimension du vecteur d'état x.

**Définition 1 :** Le système  $\Sigma$  est dit observable si la matrice d'observabilité  $\mathcal{O}$  est de rang n, où n est la dimension du vecteur d'état du système.  $\Box$ 

# Bibliographie

- [1] http://www.cedrat.com/fr/software/flux.html. Internet.
- [2] M. Alamir. Sensitivity analysis in simultaneous state / parameter estimation for induction motors. In IFAC 2002, 2002.
- [3] G. Amler, G. Stanke, F. Sperr, M. Weidauer, and F. Hoffmann. Highly dynamic and speed sensorless control of traction drive. In *EPE 2003*, 2003.
- [4] V. Ardiet. Sensorless control of the induction machine in railway applications : an alstom project. Master's thesis, KTH, 2011.
- [5] B-H. Bae, G-B. Kim, and S-K. Sul. Improvement of low speed characteristics of railway vehicle by sensorless control using high frequency injection. In *Conference Record of Industry Application Conference* 2000, 2000.
- [6] M. Barut, S. Bogosyan, and M. Gokasan. Experimental evaluation of braided ekf for sensorless control of induction motors. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 55 :620–632, 2008.
- [7] M. Barut, R. Demir, E. Zerdali, and R. Inan. Real-time implementation of bi input-extended kalman filter-based estimator for speed-sensorless control of induction motors. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 59 :4197–4206, 2012.
- [8] D. Basic, F. Malrait, and P. Rouchon. Current controller for low-frequency signal injection and rotor flux position tracking at low speeds. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 58:4010–4022, 2011.
- G. Besançon. and H. Hammouri. On observer design for interconnected systems. Journal of Mathematical Systems, Estimation, and Conrol, 8:1–25, 1998.
- [10] C. Böhm, R. Findeisen, and F. Allgöwer. Avoidance of poorly observable trajectories : A predictive control perspective. In *Proceedings of the 17th IFAC World Congress*, 2008.
- [11] C. Böhm, F. Hess, R. Findeisen, and F. Allgöwer. An nmpc approach to avoid weakly observable trajectories. In *International Workshop on Assessment and Future Directions of Nonlinear Model Predictive Control* Böhm et al. [10].
- [12] C. Canudas de Wit, A. Youssef, J.P. Barbot, P. Martin, and F. Malrait. Observability conditions of induction motors at low frequencies. In *Proceedings of the 39th IEEE Conference on Decision and Control*, 2000.
- [13] C. Caruana, G.M. Asher, and M. Summer. Performance of hf signal injection techniques for zero-lowfrequency vector control of induction machines under sensorless conditions. *IEEE Transactions on Indus*trial Electronics, 53 :225–238, 2006.
- [14] C.J. Dafis and C.O. Nwankpa. Characteristics of degree of observability measure for nonlinear power systems. In Proceedings of the 38th Annual Hawaii International Conference on System Sciences HICSS, 2005.
- [15] F. Demmelmayr, M. Troyer, and M. Schrödla. Advantages of pm-machines compared to induction machines in terms of efficiency and sensorless control in traction applications. In IECON 2011 - 37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, 2011.

- [16] M. Depenbrock, C. Foerth, and S. Koch. Speed sensorless control of induction motors at very low stator frequencies. In EPE '99, 1999.
- [17] T. Du, P. Vas, and F. Stronach. Design and application of extended observers for joint state and parameter estimation in high-performance ac drives. *Electric Power Applications, IEE Proceedings* -, 142 :71–78, 1995.
- [18] M. Fleischer. Parameter estimation for traction drive-trains. In *EPE 2005*, 2005.
- [19] A.J. Fossard and D. Normand-Cyrot. Systèmes non linéaires. MASSON, 1993.
- [20] T. Frenzke, F. Hoffmann, and H.G. Langer. Speed sensorless control of traction drives experiences on vehicles. In *Proceedings of 1999 EPE Conference*, 1999.
- [21] B. Friedland. Controllability index based on condition number. Transactions of the ASME Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control, December :444–445, 1975.
- [22] S.M. Gadoue, D. Giaouris, and J.W. Finch. Stator current model reference adaptive system speed estimator for regenerating-mode low-speed operation of sensorless induction motor drives. *IET Electric Power Applications*, 7 :597–606, 2013.
- [23] Q. Gao, G.M. Asher, and M. Summer. Sensorless position and speed control of induction motors using high-frequency injection and without offline precommissioning. *IEEE Transactions on Industrial Electro*nics, 54 :2474–2481, 2007.
- [24] Q. Gao, G.M. Asher, M.M. Summer, and P. Makyŝ. Position estimation of ac machines over a wide frequency range based on space vector pwm excitation. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 43: 1001–1011, 2007.
- [25] M. Ghanes. Observation et commande de la machine asynchrone sans capteur mécanique. PhD thesis, École Centrale de Nantes, 2005.
- [26] M. Ghanes, J. De Leon, and A. Glumineau. Observability study and observer-based interconnected form for sensorless induction motor. In *Proceedings of the 45th IEEE Conference on Decision & Control*, 2006.
- [27] M. Ghanes, J. De Leon, and A. Glimineau. Cascade and high-gain observers comparison for sensorless closed-loop induction motor control. *IET Control Theory and Applications*, 2:133–150, 2008.
- [28] J-I. Ha and S-K. Sul. Sensorless field-orientation control of an induction machine by high-frequency signal injection. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 35:45–51, 1999.
- [29] J-I. Ha and S-K. Sul. Physical understanding of high frequency injection method to sensorless drives of an induction machine. In *Industry Applications Conference*, 2000, 2000.
- [30] C. Heising, V. Staudt, and A. Steimel. Speed-sensorless stator-flux-oriented control of induction motor drives in traction. In Sensorless Control for Electrical Drives (SLED), 2010.
- [31] R. Hermann and A.J. Krener. Nonlinear controllcontrol and observability. IEEE Transactions on Automatic Control, 22:728–740, 1977.
- [32] J. Hernandez. Sur la synthèse de lois de commande non linéaires avec observateur : application à la robotique et à l'élétrotechnique. PhD thesis, Université Paris Sud, 1994.
- [33] M. Hinkkanen, V-M. Leppänen, and J. Luomi. Flux observer enhanced with low-frequency signal injection allowing sensorless zero-frequency operation of induction motors. In *Record of the 38th IAS Annual Meeting*, 2003.
- [34] J. Holtz. Sensorless control of induction machines with or without signal injection? IEEE Transactions on Industrial Electronics, 53 :7–30, 2006.
- [35] J. Holtz. and J. Juliet. Sensorless acquisition of the rotor position angle of induction motors with arbitrary stator windings. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 41 :1675–1682, 2005.

- [36] S. Ibarra-Rojas, J. Moreno, and G. Espinosa-Pérez. Global observability analysis of sensorless induction motors. Automatica, 40 :1079–1085, 2004.
- [37] S. Jafarzadeh, C. Lascu, and M. Sami Fadali. State estimation of induction motor drives using the unscented kalman filter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 59:4207–4216, 2012.
- [38] S. Kadoawki, K. Ohishi, T. Hata, N. Iida, M. Takagi, T. Sano, and S. Yasukawa. Antislip readhesion control based on speed-sensorless vector control and disturbance observer for electric commuter train series 205-5000 of the east japan ralway company. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 54 : 2001–2008, 2007.
- [39] R.E. Kalman and R.S. Bucy. New results in linear filfilter and prediction theory. Transactions of the ASME - Journal of Basic Engineering, March :95–108, 1961.
- [40] S. Kim and S-K. Sul. Sensorless control of ac motor where are we now? In Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2011 International Conference on, 2011.
- [41] K. Kondo. Anti-slip control technologies for the railway vehicle traction. In *Proceedings of the Vehicle* Power and Propulsion Conference, 2012.
- [42] K. Kondo, K. Yuki, N. Terauchi, and T. Hasebe. Evaluation of induction motor speed sensorless control for railway vehicle traction system. In *European Conference on Power Electronics and Applications*, 2005.
- [43] A.J. Krener and K. Ide. Measures of unobservability. In Proceedings of the 48th IEEE Conference on Decision and Control, 2009.
- [44] H. Kubota, K. Matsuse, and T. Nakano. Dsp-based speed adaptive flux observer of induction motor. IEEE Transactions on Industry Applications, 29:344–348, 1993.
- [45] H. Kubota, I. Sato, Y. Tamura, K. Matsuse, H. Ohta, and Y. Hori. Stable operation of adaptive observer based sensorless induction motor drives in regenerating mode at low speeds. In *Conference Record of the* 36th IAS annual meeting, 2001.
- [46] R. Lateb. Modélisation des machines asynchrone et synchrones à aimants avec prise en compte des harmoniques d'espace est de temps : Application à la propulsion marine par POD. PhD thesis, INPL, 2006.
- [47] J. Lee, S. Sathiakumar, and Y. Shrivastava. A novel method to estimate speed for the induction motor at wide range speed. In *International Conference in Systems and Informatics 2012*, 2012.
- [48] K.B. Lee, J.Y. Yoo, J.H. Song, and I. Choy. Improvement of low speed operation of electric machine with an inertia identification using roelo. *Electric Power Applications, IEE Proceedings* -, 151 :116–120, 2004.
- [49] V-M. Leppänen and J. Luomi. Speed-sensorless induction machine control for zero speed and frequency. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 51 :1041–1047, 2004.
- [50] V-M. Leppänen and J. Luomi. Observer using low-frequency injection for sensorless induction motor control-parameter sensitivity analysis. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 53:216–224, 2006.
- [51] F. Malrait. Problèmes d'identification et d'observabilité du moteur à induction pour la variation de vitesse industrielle "sans capteur". PhD thesis, Mines de Paris, 2001.
- [52] B.C. Moore. Principal component alnalysis in linear systems : controllability, observability and model reduction. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 26 :17–32, 1981.
- [53] F. Morand. Techniques d'observation sans capteur de vitesse en vue de la commande des machines asynchrones. PhD thesis, INSA Lyon, 2005.
- [54] J. Moreno. Global observability analysis of induction motors under sensorless conditions. In 15th Triennial World Congress, 2002.
- [55] P.C. Müller and H.I. Weber. Analysis and optimization of certain qualities of controllability and observability for linear dynamical systems. *Automatica*, 8 :237–246, 1972.

- [56] S. Nandi, S. Ahmed, H.A. Toliyat, and R. Mohan Bharadwaj. Selection criteria of induction machines for speed-sensorless drive applications. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 39:704–712, 2003.
- [57] P. Nussbaumer and T.M. Wolbank. Using switching transients to exploit sensorless control information for electric machines. In SLED 2011, 2011.
- [58] T. Ohtani, N. Takada, and K. Tanaka. Vector control of induction motor without shaft encoder. In Conference Record 1989 IEEE/IAS Annual Meeting, 1989.
- [59] M. Schrödl. Sensorless control of ac machines at low speed and standstill based on the "inform" method. In IAS Annual meeting, 1996.
- [60] A.K. Singh and J. Hahn. Sensor location for stable nonlinear systems : Placing multiple sensors. In Proceedings Chemical Process Control, 2006.
- [61] A.K. Singh and J. Hahn. Sensor location for stable nonlinear dynamic systems : Multiple sensor case. Industrial & Engineering Chemistry Research, 45 :3615–3623, 2006.
- [62] M. Spichartz, C. Heising, V. Staudt, and A. Steimel. Correction of inverter voltage errors for modelbased induction machine control. In *International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)*, 2010.
- [63] C.S. Staines, C. Caruana, G.M. Asher, and M. Summer. Sensorless control of induction machines at zero and low frequency using zero sequence currents. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 53: 195–206, 2006.
- [64] S. Tamai, H. Sugimoto, and M. Yano. Speed sensor-less vector control of induction motor applied model reference adaptive system. In *Conference Record IEEE/IAS Annual Meeting*, 1985.
- [65] Nikola Tesla. Dynamo-electric machine, 1887.
- [66] D. Traoré, J. de Leon, and A. Glumineau. Sensorless induction motor adaptive observer-backstepping controller : experimental roburobust tests on low frequencies benchmark. *IET Control Theory and Applications*, 4 :1989–2002, 2010.
- [67] P. Vaclavek, P. Blaha, and I. Herman. Ac drive observability analysis. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 60 :3047–3059, 2013.
- [68] U. Vaidya. Observability gramian for nonlinear systems. In 46th IEEE Conference on Decision and Control, 2007.
- [69] P. Vas. Sensorless vector and direct torque control. Oxford University Press, 1998.
- [70] I. Vicente, A. Endema no, X. Garin, and M. Brown. Comparative study of stabilising methods for adaptive speed sensorless full-order observers with stator resistance estimation. *IET Control Theory and Applications*, 4 :993–1004, 2008.
- [71] M.A. Vogelsberger, S. Grubic, T.G. Habetler, and T.M. Wolbank. Using pwm-induced transient excitation and advanced signal processing for zero-speed sensorless control of ac machines. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 57 :365–374, 2010.
- [72] S. Wade, M.W. Dunnigan, and B.W. Williams. Improving the accuracy of the rotor resistance estimate for vector-controlled induction machines. *Electric Power Applications, IEE Proceedings* -, 144 :285–294, 1997.
- [73] T.M. Wolbank and J. Machl. A modified pwm scheme in order to obtain spatial information of ac machines without mechanical sensor. In *APEC (Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 2002.
- [74] T.M. Wolbank, B. Haidvogl, and R. Wöhrnschimmel. Impact of the point of operation on sensorless control of induction motors based on the inform method. In *Power Electronics Congress CIEP*, 2000.
- [75] S. Yeon and N.L. Doh. Observability analysis of 2d geometric features using the condition number for slam applications. In 13th International Conference on Control Automation and Systems (ICCAS), 2013.

- [76] Y-D. Yoon and S-K. Sul. Sensorless control for induction machines based on square-wave voltage injection. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 29 :3637–3645, 2014.
- [77] Y-D. Yoon, S-K. Sul, S. Morimoto, and K. Ide. High-bandwidth sensorless algorithm for ac machines based on square-wave-type voltage injection. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 47 :1361–1370, 2011.
- [78] M.S. Zaky. Stability analysis of speed and stator resistance estimators for sensorless induction motor drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 59:858–870, 2012.
- [79] M.S. Zaky, M.M. Khater, S.S. Shokralla, and H.A. Yasin. Wide-speed-range estimation with online parameter identification schemes of sensorless induction motor drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56 :1699–1707, 2009.
- [80] H. Zatocil. Physical understanding of multiple saliencies in induction motors and their impact on sensorless control. In *SPEEDAM 2008*, 2008.
- [81] H. Zatocil. Sensorless control of induction motor drives in the zero frequency speed range. In EPE 2009, 2009.
- [82] Aloïs Zgorski. Commande en position et vitesse sans capteur mécanique de moteurs synchrones à aimants permanents à pôles lisses. Application à un actionneur électromécanique pour aileron. PhD thesis, INSA Lyon, 2013.



Ecole Centrale de Lyon - INSA de Lyon – Université Claude Bernard Lyon 1

# Laboratoire Ampère

Unité Mixte de Recherche du CNRS - UMR 5005

Génie Electrique, Electromagnétisme, Automatique, Microbiologie environnementale et Applications

# Mémoire doctorant 1<sup>ère</sup> année 2013 -2014

Nom - Prénom	LIU FEI
Titre de la thèse	Dual-user Teleoperation Using Port-Hamiltonian Approach
Directeur de thèse	Prof. Tanneguy REDARCE
Co-encadrants	Dr. Arnaud LELEVÉ Dr. Damien EBERARD
Dpt. de rattachement	Département Méthodes pour l'Ingénierie des Systèmes
Date début des travaux	1er Septembre 2013
Type de financement	China Scholarship Council (CSC)



## Dual-user Teleoperation Using Port-Hamiltonian Approach

#### Fei LIU

#### fei.liu@insa-lyon.fr

Supervisors: Prof. Tanneguy REDARCE (tanneguy.redarce@insa-lyon.fr) Dr. Arnaud LELEVÉ (arnaud.leleve@insa-lyon.fr) Dr. Damien EBERARD (damien.eberard@insa-lyon.fr)

This report is submitted in fulfilment of the requirements for the first year of PHD.

July 4, 2014

#### Abstract

The teleoperation system is useful for the haptic medical training. This report presents the dual-user teleoperation system. The literature review on both the bilateral and the dual-user teleoperation is conducted. The architecture for dual-user teleoperation system is expounded using the port-Hamiltonian modeling approach. In this structure, the slave motion is controlled by the weighted signals of the trainer and the trainee with different control authority using a dominance factor. Two different Intrinsically Passive Controllers (IPC) are discussed. A shared scattering based communication channel considering the communication strategy is proposed. The passivity of the proposed dual-user teleoperation has been proved. To show the effectiveness of the proposed method, some experiments have been conducted using PHANToM Omni devices. Furthermore, the future works are detailed.

*Keywords:* Dual-user teleoperation, control authority, Port-Hamiltonian System, passivity, IPC controller, transparency

#### Contents

1	Intr	roduction	3			
1.1		Background				
	1.2 Literature review		3			
		1.2.1 Teleoperation	3			
		1.2.2 Cooperative teleoperation	4			
		1.2.3 Dual-user teleoperation	4			
	1.3	Our approach	5			
2	Bila	ateral Teleoperation	5			
3	3 Dual-user Teleoperation System					
	3.1	Architectures	6			
	3.2	System characteristics	7			
4	Por	t-Hamiltonian System and Teleoperation	7			
	4.1	Passivity	8			
	4.2	Interconnection	8			
	4.3	IPC controller	8			
	4.4	Casimir function	9			

	4.5	Scattering transformation	10
	4.6	Scattering based bilateral teleoperation system	10
	4.7	Discretization	11
<b>5</b>	Our	Contribution	11
	5.1	Shared scattering based dual-user teleoperation system	11
	5.2	Communication strategy	12
	5.3	Passivity of the dual-user teleoperation system	12
6	$\mathbf{Sim}$	ulations	12
7	$\mathbf{Exp}$	eriments and Results	12
	7.1	Experiment 1: 1-DOF free motion	14
	7.2	Experiment 2: 1-DOF wall contact motion	14
8	Con	clusion and Future Work	16
9	Refe	erences	17
A	ppen	dices	19
A	ppen	dix A Stability Criterion	19
A	ppen	dix B Interconnection of port-Hamiltonian System	19
A	ppen	dix C Model of IPC	20
A	ppen	dix D Reduced IPC using Casimir function	<b>21</b>
A	ppen	dix E Scattering Transformation	<b>22</b>
A	ppen	dix F Discretization of linear port-Hamiltonian systems	23
A	ppen	dix G Passivity of the Shared Scattering Based Communication Channel	23

#### 1. Introduction

#### 1.1. Background

Minimally Invasive Surgery (MIS) is more and more important in medical surgeries. MIS is less traumatic than classical surgery which allows the patient to recover from the diseases faster. But on the other hand, it requires for a skilled and trained staff.

The method of using simulation and training to improve the skills of the surgeon in a safe and low-risk environment has been widely used [1]. The simulation based training provides feedback which allows the trainee to make mistakes and to use them as learning points [2].

Previous papers highlights that, current training devices are only based on physical setups or virtual environments where the trainee is alone and for which the guidance for his/her gesture is difficult. To overcome these difficulties, we have to propose a haptic simulator where both the trainee and mentor play together on the same task. That is, trainer shows movements, with trainee following them and then trainee performs gesture, with trainer supervising it. Trainer has the opportunity to make gesture corrections. But due to reality constraints, skilled surgeons cannot always be present in universities for training. So it would be useful to enable this functioning at distance.

#### 1.2. Literature review

#### 1.2.1. Teleoperation

Teleoperation systems extend the capabilities of the operator by enabling him to perform tasks in a remote location. It is useful in many applications of telesurgery, medical training, space exploration, underwater operation etc [3, 4, 5].



Figure 1: The scheme of bilateral teleoperation system

The bilateral teleoperation system shown in Figure 1 has been studied from various aspects over the past years. This kind of systems feature *master* manipulated by the operator and a *slave* performing tasks on remote environment. The main goal of teleoperation is good motion tracking between the master and the slave with the following control properties: **stability** and **transparency**. Transparency, is the measure of kinesthetic performance. In the ideal bilateral teleoperation system with negligible time delays, a good transparency is achieved if the impedance transmitted to the user matches the environment impedance. [6, 7].

A survey about the history of bilateral teleoperation is carried out by Hokayem [8]. The main control theoretic approaches that have been developed are introduced. In [6], different kinds of control schemes are compared based on several criteria, such as passivity, compliance, predictive or adaptive control, etc. Most works use the haptic feedback methods. For example, Position Error Based (PEB) control, Direct Force Reflection (DFR) control and the four-channel control are proposed considering tradeoff of stability and transparency performance in [3]. A number of teleoperation control schemes within a unifying passivity-based framework are presented by [9].

#### 1.2.2. Cooperative teleoperation

In the applications cooperative teleoperation system, multi-masters and multi-slaves are needed. Sirouspour [10] proposed a multilateral control architecture for cooperative teleoperation using  $\mu$ -synthesis based robust control analysis. The impedance models were used to study the stability. Subsequently, the adaptive nonlinear control architecture for bilateral teleoperation in [11] is extended to the multilateral cooperative teleoperation by [12]. At the same time, it pointed out that designs based on the conventional bilateral teleoperation fail to achieve the performance and stability requirements of cooperative teleoperation by ignoring the iterations between masters or slaves. A small gain framework for stability analysis design of cooperative network-based force reflecting teleoperation system is developed in [13]. It guaranteed the stability in the presence of multiple network-induced communication constraints by appropriate adjustment of the system's parameters. In [14], authors presented a criterion for passivity of *n*-port networks, which can be used to model multilateral teleoperation systems. A small gain framework for cooperative network-based force reflecting teleoperation systems. A small gain framework for cooperative networks, which can be used to model multilateral teleoperation systems. A small gain framework for cooperative network-based force reflecting teleoperation systems is developed in [13].

#### 1.2.3. Dual-user teleoperation

Specified for the surgical training purpose, two users (trainer and trainee) interact with each other to collaboratively perform a task on a shared remote environment. This kind of system is named as *dual-user* teleoperation system by [7] shown in Figure 2.



Figure 2: The scheme of dual-user teleoperation system

A dual-user teleoperation system is studied in [15] using a two-channel force-position architecture. There is no direct interaction between the two masters, however both users indirectly interact with each other through a shared remote environment. In [16], a mechanical system illustrating the concept of shared control is introduced. During shared control, the control authority is chosen based on relative level of surgical skills. But there is no kinesthetic feedback provided to the users from the slave. A new shared control architecture for dual-user teleoperation system is proposed by the interaction between the two masters and the slave through an authority factor in [7]. It used the Llewellyn's absolute stability criterion ignoring the communication time delays. Then both the extended Raisbeck's passivity criterion and Llewellyn's criterion to general three-port networks are studied for dual-user teleoperation system in [17] by giving the result that absolute stability criterion is less conservative than the passivity criterion. In [18], the nonlinear dynamics for telemanipulators that disregarded in previous studies were considered. Two different authority factors are used and the bounded variable time-delay is also considered. In [19], an extension of the Zeheb-Walach (ZW) absolute stability theorem is used for dual-user teleoperation system. The concept of shared control is also demonstrated by a new mechanical system. Besides the shared control approaches, the adaptive nonlinear controller is used for collaborative haptic training in [20]. However, the control authority of the users is supposed to be equivalent over the slave. A dual-master teleoperation control is proposed for kinematically redundant robotic manipulators (KRRM) in [21]. But the two masters performed different tasks separately.

#### 1.3. Our approach

In [22], the port-Hamiltonian approach is used to both modeling and controlling bilateral teleoperation system. Compared to other existing approaches refereed above, this approach needn't complex Laplace transformation for modeling. It also has the advantage that it allows to model the system from an energetic point of view which enables to control the exchange of energy through the interactions in a effective way. For our work, we are going to apply this approach into the dual user teleoperation system, shown in Figure 2, which includes two masters commanded by the trainer and the trainee, and one slave connected with the remote environment. We are interested in modeling the dual-user teleoperation system with port-Hamiltonian approach and studying the control methods for training purpose.

#### 2. Bilateral Teleoperation



Figure 3: The framework of bilateral teleoperation system

A generic framework of bilateral teleoperation system is shown in Figure 3. A nonlinear dynamics model of master/slave system can be written as

$$M_m(q_m)\ddot{q}_m + C_m(q_m, \dot{q}_m) + G_m(q_m) = f_{cm}(t) + f_h(t)$$

$$M_s(q_s)\ddot{q}_s + C_s(q_s, \dot{q}_s) + G_s(q_s) = f_{cs}(t) + f_e(t)$$
(1)

where the subscript i = m, s specifies the master and the slave respectively,  $q_i(t) \in \mathbb{R}^n$  represent the vectors of joint position,  $\dot{q}_i(t) \in \mathbb{R}^n$  represent the vectors of joint velocity,  $\ddot{q}_i(t) \in \mathbb{R}^n$  represent the vectors of joint acceleration,  $f_{ci} \in \mathbb{R}^n$  are the control (or actuator) forces,  $M_i \in \mathbb{R}^{n \times n}$  are symmetric and positive-definite inertia matrices,  $C_i \in \mathbb{R}^{n \times n}$  and  $G_i \in \mathbb{R}^{n \times n}$  are the Coriolis/centrifugal matrices, gravitational vector respectively. Moreover,  $f_h, f_e \in \mathbb{R}^n$  are the external forces from human and environment,.

There are many control schemes for the bilateral teleoperation system in the past decades. Paolo [6] compared and evaluated the main properties of the most used control schemes. Different control schemes has different performances with respects of the tradeoff between *stability* and *transparency*.

#### 3. Dual-user Teleoperation System

In my research topic, the dual-user teleoperation system studied is shown in Figure 4. Many architectures proposed as expounded in Section 1.2. It has the same control goals with bilateral teleoperation, i.e. stability

and transparency. The controller designed ensure stability in the presence of the uncertainties of human and environment dynamics and the time-delay in the communication channel for tradeoff with the transparency performance.



Figure 4: The framework of dual-user teleoperation system

#### 3.1. Architectures

A dual-user teleoperation system contains two master robots for two users and a slave robot to perform tasks on an environment. The iteration between the masters and the slave is the research difficulty. The shared control architecture is mostly proposed [16, 7]. The Complementary Linear Combination (CLC) architecture stated in [7] is shown in Figure 5. This architecture introduced the *dominance factor*  $\alpha \in [0, 1]$ , which determines the control authority of each user over the slave and the interconnection between them. There are three following modes by changing the dominance factor.

- Training mode ( $\alpha = 1$ ): in this case, the trainer and the slave form a bilateral architecture and the trainee only receives commands. The trainer demonstrates to the trainee.
- Guidance mode ( $0 < \alpha < 1$ ): if  $\alpha$  is between zero and unity, both user control the slave. They collaboratively perform a task on a shared environment.
- Evaluation mode ( $\alpha = 0$ ): in this case, the trainee and slave form a bilateral architecture and the trainer only receives commands. The trainer makes an evaluation of the trainee.



Figure 5: The Complementary Linear Combination (CLC) architecture

#### 3.2. System characteristics

Both the stability and the transparency are used to evaluate the performance of the dual-user system. The controller is designed for considering the tradeoff between them.

#### • Stability

A dual-user teleoperation system can be seen as 3-port network. The majority of the environments can be considered as passive dynamics. The human limbs have been proved with passive dynamics by [23]. As long as the n-port network is controlled stable, the system is guaranteed stable.

Two well-known methods have been developed to analysis the stability of 2-port network connected to unknown terminations, namely Llewellyn's absolute stability criterion and Raisbeck's passivity criterion (See Appendix A). The passivity of *n*-port is presented in [14]. Then in [17] both the criterion to general 3-port networks are studied for dual-user teleoperation system. It gives the result that absolute stability criterion is less conservative than the passivity criterion. It means the network may fail the passivity test, yet it remains stable. This behavior is also reported in [24].

#### • Transparency

Transparency represents the achievement of the ideal situation of direct action of the operator on the remote environment. In the dual-user teleoperation system, the impedance transmitted depends not only on the environment but also on the other user. In [7], the impedances transmitted to the trainer and the trainee are defined as,

$$Z_{h1} = \frac{f_{h1}}{\dot{x}_{h1}}$$

$$Z_{h2} = \frac{f_{h2}}{\dot{x}_{h2}}$$
(2)

where the symbols are and the calculation of them for two different dual-user architecture are detailed. The effects between the two users are also discussed.

#### 4. Port-Hamiltonian System and Teleoperation

In [25], the port-Hamiltonian framework has been introduced which combines the *Hamiltonian* approach and the *network* approach for modeling of the dynamical systems. The dynamic systems are interconnected with each other through energy exchanges. It is possible to explicitly model the systems with an energetic structure, so that it allows to keep tracking of the energy flows in the dynamic behaviors which is the advantage for control purpose. In [22], the port-Hamiltonian approach is used for the modeling of teleoperation systems.

The input-state-output port-Hamiltonian system is represented by the following equations [25],

$$\begin{cases} \dot{x} = [J(x) - R(x)] \frac{\partial H}{\partial x} + g(x)u\\ y = g^{T}(x) \frac{\partial H}{\partial x} \end{cases}$$
(3)

where u, y are the input and output,  $x = (x_1, x_2, ..., x_n) \in \mathcal{X}$  is the state vector,  $J(x) = -J^T(x)$  is a skew-symmetric matrix representing the internal interconnections,  $R(x) = R^T(x) \ge 0$  specifies the energy dissipation (due to dampers, viscosity, resistors, etc.), g(x) is a matrix representing the way how the power from the external world be distributed into the system, H is the Hamiltonian function represents the energy stored in the system.

#### 4.1. Passivity

The biggest advantage that using port-Hamiltonian system modeling is the energy properties of the system are in evidence and can be useful for control purpose. The link between stability and the energy properties is the *passivity theory*.

A system is passive if the power supplied is either stored or dissipated [22]. By calculation, the following relation of port-Hamiltonian system can be obtained,

$$\frac{dH}{dt} = \underbrace{y^T u}_{P_{supplied}} - \underbrace{\frac{\partial^T H}{\partial x} R(x) \frac{\partial H}{\partial x}}_{P_{diss}} \le y^T u \tag{4}$$

the supplied power is both stored and dissipated. There is no new energy generated, which means satisfied the power balance. Port-Hamiltonian systems inherit all the properties of passive systems. It is then possible to stabilize the system by specific control laws, such as *stabilization by damping injection* [22].

#### 4.2. Interconnection

Suppose there are two input-state-output port-Hamiltonian systems  $\Sigma_R$  and  $\Sigma_C$ . The power preserving interconnection is shown in Figure 6.



Figure 6: Power preserving interconnection

The interconnection of the two port-Hamiltonian systems can be proved lead to a new global port-Hamiltonian system (See Appendix B). It means the interconnected system hold all the properties of port-Hamiltonian system.

Obviously, the interconnected n port-Hamiltonian systems  $\Sigma_i$ , i = 1, 2, ..., n yields a new formed port-Hamiltonian system with the power preserving interconnection. The global port-Hamiltonian system has  $H = H_1 + H_2 + ... + H_n$ , and the power preserving interconnection is determined by the structures of n port-Hamiltonian systems.

4.3. IPC controller



Figure 7: The general intrinsically passive control scheme [22]

A lot of physical systems are passive and can be modeled as port-Hamiltonian systems. Consider there is a passive physical system to be controlled. If we find a controller which is passive by itself, it is possible to have the controlled system passive with contact or non contact with any passive environment. It preserves passivity through the power preserving interconnection of Section 4.2. This kind of controller is Intrinsically Passive Controller, shortly for IPC, is firstly proposed by [26, 27]. The general intrinsically passive control scheme is shown in Figure 7. Since the IPC is intrinsically passive, it only effects the performance of the controlled system but **NEVER** passivity, whatever the characteristics of the system and the controller parameters be. The parameters can be changed in real time for better performance respond.

The IPC controller can be built as a physical system which is useful for modeling with port-Hamiltonian formalism. An example of IPC proposed by Stramigioli [26] is shown in Figure 8. It is a one dimensional case and can be easily extended to multidimensional cases. The virtual mass  $m_c$  provides some internal kinetic energy, and the damper  $b_2$  is the element that dissipates the energy. The energy of the robot mass and the energy energy from the supervisory system can be passed through the spring  $k_i$  and  $k_c$  respectively to the virtual mass where it will be dissipated, which means the damping is injected to the robot and the supervisory system.



Figure 8: The IPC controller proposed by Stramigioli [26]

In the studies of Secchi [22], he used the IPC into bilateral teleoperation system. He added a damper  $b_1$  to the IPC of Stramigioli (shown in Figure 9) to solve the problem of *wave reflection*. This phenomenon is caused by the use of scattering variables for communication channel (see the following sections).



Figure 9: The IPC controller proposed by Secchi [22]

The models of the above two IPC controllers using the bond graph method in the port-Hamiltonian formalism is detailed in Appendix C.

#### 4.4. Casimir function

Casimir function is one of the properties of port-Hamiltonian system [25], which is defined as,

$$\frac{\partial^T C}{\partial x} \left[ J(x) - R(x) \right] = 0 \tag{5}$$

where  $c(x) \in \mathbb{R}$ . The following equation can be easily obtained with the definition of port-Hamiltonian system of Equation 3,

$$\frac{dC}{dt} = \frac{\partial^T C}{\partial x} \left[ (J(x) - R(x)) \frac{\partial H}{\partial x} + g(x)u \right] = \frac{\partial^T C}{\partial x} g(x)u \tag{6}$$

so if the input u = 0, we get  $\dot{C} = 0$  which means the function C(x) remains a constant along the trajectories of the system, independently from the Hamiltonian H. It only depends on the geometry structure J(x) and R(x), that conserves quantities of the system for every Hamiltonian. This function plays an important role in the control schemes based on *energy shaping*[25].

But we introduce this function here is for another usage reported in [27], i.e. dimensionality reduction. Since the IPC controller can be written in port-Hamiltonian system form, we could find a casimir function for dimensionality reduction by replacing with the state variables. The calculation of the reduced IPC controller is detailed in Appendix D. This reduced IPC controller has another importance, which is the measure of the robot's velocity is needless, only the position is sufficient for the controller input.

#### 4.5. Scattering transformation



Figure 10: The scattering transformation framework

Since in the teleoperation system, the slave has to tacking the motion of the master and the master gets feedback from the slave that connected to the environment. One of the communication strategy is transfer the velocity and the force information directly through the communication channel. For example, the master transfers a flow to the slave while the slave transmits back to the master an effort. But this kind of communication strategy has been proved which will leads a non passive communication channel by [22].

The power port plays a role of exchange of the energy which can be divided into two parts. One is the power flow incoming and the other is the power flow outgoing through the power port, which represent the power supplied and extracted from the system respectively. The scattering transformation framework of power port shown in Figure 10 is reported in [28]. The power variables can be transfered into two scattering variables that represent an incoming and an outcoming power waves. In this way, the transmission line transfers power directly and not power variables that preserve passivity independent of transmission delays. The calculation of the transformation is detailed in Appendix E.

The use of scattering transformation guaranteed passivity of the communication channel. But it brings another problem of *wave refection*: the waves reflected at points where the impedance of the wave carrier changes [29]. This phenomenon is solved by the IPC controller proposed by Secchi in Figure 9.

#### 4.6. Scattering based bilateral teleoperation system

In Secchi's studies [22], the bilateral teleoperation system modeling with port-Hamiltonian system used the scattering based communication channel. The scheme of this system is shown in Figure 11.

$$\operatorname{Human} \underbrace{\begin{array}{c} f_h \\ \dot{x}_h \end{array}} \underbrace{f_{cm}}_{\dot{x}_m} \underbrace{\operatorname{IPC}}_{\dot{x}_{refm}} \underbrace{f_{refm}}_{\dot{x}_{refm}} \underbrace{\operatorname{Z}}_{\overset{s_m^+}}{\overset{s_m^+}{\overset{s_m^+}{\overset{s_m^+}{\overset{s_m^+}}{\overset{s_m^+}{\overset{s_m^+}}{\overset{s_m^+}{\overset{s_m^+}}{\overset{s_m^+}}}}}}}}}}}}}}}}}}}}}}}}}}}}}}}}}}}$$

Figure 11: The scheme of scattering based bilateral teleoperation system

The communication strategy for bilateral teleoperation system is,

$$s_{s}^{+}(t) = s_{m}^{-}(t - \tau_{ms})$$

$$s_{m}^{+}(t) = s_{s}^{-}(t - \tau_{sm})$$
(7)

where  $\tau_{ms}$ ,  $\tau_{sm}$  are the communication delays. The scattering based communication channel is passive independently of any constant communication delay, as reported in [22].

#### 4.7. Discretization

Actually, the IPC controller modeled by Secchi (see Figure 9) is in linear model form. According to [30], a lossless discrete-time linear port-Hamiltonian dynamics based on mid-point Euler scheme writes:

$$\begin{cases} \frac{x_{n+1} - x_n}{\Delta t} = JQ \frac{x_{n+1} + x_n}{2} + Gu_n \\ y_n = G^T Q \frac{x_{n+1} + x_n}{2} \end{cases}$$
(8)

The derivative of the equations is detailed in Appendix F.

#### 5. Our Contribution

In our work, we modeled the dual-user teleoperation system in Figure 4 with port-Hamiltonian approach stated in Section 4. At the same time, we proposed the shared scattering based communication channel, the communication strategy and studied the passivity of the dual-user teleoperation system.

#### 5.1. Shared scattering based dual-user teleoperation system

In order to do interaction among the two users and the slave, we combined the Complementary Linear Combination (CLC) architecture using the *dominance factor*  $\alpha$  and the scattering transformation. We build the shared scattering based communication channel for dual-user teleoperation system shown Figure 12.



Shared Scattering Based Communication Channel

Figure 12: The scheme of shared scattering based dual-user teleoperation system

#### 5.2. Communication strategy

Inspired by the communication strategy of bilateral teleoperation system in Equation 7, we proposed the communication strategy for dual-user teleoperation system as following,

$$\begin{cases} s_{m1}^{+}(t) = \alpha \cdot s_{s}^{-}(t - \tau_{sm_{1}}) + (1 - \alpha) \cdot s_{m2}^{-}(t - \tau_{m_{2}m_{1}}) \\ s_{m2}^{+}(t) = (1 - \alpha) \cdot s_{s}^{-}(t - \tau_{sm_{2}}) + \alpha \cdot s_{m1}^{-}(t - \tau_{m_{1}m_{2}}) \\ s_{s}^{+}(t) = \alpha \cdot s_{m1}^{-}(t - \tau_{m_{1}s}) + (1 - \alpha) \cdot s_{m2}^{-}(t - \tau_{m_{2}s}) \end{cases}$$
(9)

where  $\tau_{m_1s}, \tau_{sm_1}, \tau_{m_1m_2}, \tau_{m_2m_1}, \tau_{m_2s}, \tau_{sm_2}$  are the time delays of the transmission line.

#### 5.3. Passivity of the dual-user teleoperation system

The masters and the slave are physically passive, and the human and the environment can be considered as passive dynamics. And we are using the IPC controller which also preserves passivity. As long as the scattering based communication channel is passive, the global interconnected dual-user teleoperation system is passive with the power preserving interconnection, expounded in Section 4.2.

The proof the passivity of the shared scattering based communication channel is detailed in Appendix G.

#### 6. Simulations

We did simulations at first to check the feasibility of our proposed dual-user teleoperation architecture before real-time experiments. The simulation is implement on MATLAB/Simulink. The masters and the slave are all modeled as a 1-DOF mass robot. In the simulation, the time delays could be ignored. The IPC controller we used is the one proposed by Secchi [22]. The following parameters are defined in the simulations:

$$\begin{split} m_i &= 0.1 \text{ kg } (i = m_1, m_2, s), \ m_c = 0.01 \text{ kg}, \ k_c = 10 \text{ N/rad}, \ k_i = 10 \text{ N/rad} \\ b_1 &= 0.5 \text{ N} \cdot \text{s/rad}, \ b_2 = 0.5 \text{ N} \cdot \text{s/rad}, \ Z = 25^2 \end{split}$$

In the simulation, the masters and the slave are all in free motion. And  $\alpha$  is set to 1, which means the trainer hold all the control authority. The input forces from the human and the environment are shown in Figure 13. The positions and the control forces tracking are shown in 14. From these figure, we get the result that our proposed dual-user teleoperation system architecture is working.

#### 7. Experiments and Results

To validate the proposed dual-user teleoperation architecture, we conducted some experiments. Two Phantom Omni are used as the two master devices for the trainer and the trainee (see Figure 15). The virtual slave robot has been modeled in MATLAB/Simulink as a 1-DOF mass robot. The real-time experiments are carried out in MATLAB/Simulink combined with the simulink blocks provided by Phantom Omni. In our current works, we considered the time delays in the communication channel can be ignored. The following parameters with the IPC controller of Secchi [22] are defined in the experiments:

$$m_{slave} = 0.1$$
 kg,  $m_c = 0.01$  kg,  $k_c = 10$  N/rad,  $k_i = 10$  N/rad  
 $b_1 = 0.5$  N · s/rad,  $b_2 = 0.5$  N · s/rad,  $Z = 25^2$ 



Figure 13: The input forces of from human and environment



Figure 14: The positions and the control forces tracking



Figure 15: The experiment setup



Figure 16: The 1-DOF free motion experiment

#### 7.1. Experiment 1: 1-DOF free motion

In the first experiment, the masters and the slave are in 1-DOF free motion, which means there is no contact with any soft or hard environment. Figure 16 shows the result of the experiment. We can see from the figure from time 0s to 13.8s the trainer holds the whole control authority with  $\alpha = 1$ . At time 13.8s,  $\alpha$  is switched to 0, the position of the slave has a trend to follow the trainee suddenly. Then, the trainee holds all the control authority regardless the motion of the trainer between time 16s and 18s. After the first 25s, the slave and master 1 follows the trainee's motion. The experiment time can be divided into period A represents the training mode and period B represents the evaluation mode.

#### 7.2. Experiment 2: 1-DOF wall contact motion

In this experiment, the slave is no longer in free motion, the wall is setted at the angle of -0.4 rad. The wall is treated as a linear model:  $F_{wall} = -k_{wall}(q_s + 0.4)$  where  $k_{wall} = 10$  N/rad is the wall stiffness,  $q_s$  is the slave's position. Figure 17 shows the result of the experiment. In the figures, the positions and the control forces of the masters and the slave are illustrated. The experiment time is separated into period A, B, C, D. From the figure (a), we can see the slave follows the trainee in period A. It contacts the wall at time 6.9s. The trainer wants to pull back the slave in period B. A big control force is generated by master 1 shown in figure (b). But there is no effect on the position of the slave before the control authority  $\alpha$  is changed from 0 to 1 at time 20.3s. In period C, the control force for master 2 has a bigger resistance, which forced to deviate from the position the trainer until the control is released by the trainee. Then the slave and master 2 follows the trainer's motion. At time 35.8s of period D, the slave contacts the wall again. The slave is off the wall when the control is released by the trainer.


(a) The positions of the masters and the slave with 1-DOF wall contact



(b) The control forces of the masters and the slave with 1-DOF wall contact

Figure 17: The 1-DOF wall contact motion experiment

#### 8. Conclusion and Future Work

This report reviewed our works on dual-user teleoperation system. A literature review on bilateral and dual-user teleoperation system is conducted in the first section. The bilateral and the dual-user teleoperation architecture are introduced. In addition, the port-Hamiltonian system is expounded, which is the approach we used for modeling the dual-user teleoperation system. Furthermore, the IPC controller and the scattering transformation are introduced. The strategy of training is expressed based on the concept of control authority.

Our main contribution are the propositions of the shared scattering based dual-user teleoperation system modeling with port-Hamiltonian system. The communication strategy is demonstrated with the different control authority using a dominance factor. The passivity of the system is studied. Some experiments are also conducted to validate the proposed architecture.

Future research should focus on the following areas:

- Propose an analysis of the transparency performance of the dual-user teleoperation system.
- Analyze the effect of time delays on the proposed control architecture, which may leads to instability.
- Study a solution combating the Internet based communication channel, which has disordered packets and data losses drawbacks.
- Publish papers on our research work.

#### Acknowledgment

This work is supported by China Scholarship Council (CSC). Special thanks for Prof. Tanneguy REDARCE, Dr. Arnaud LELEVÉ and Dr. Damien EBERARD of Laboratory Ampère (UMR 5005).

#### 9. References

- [1] K. Fairhurst and A. Strickland. Simulation speak. Journal of Surgical Education, 68(5):382–386, 2011.
- T.M. Lewis, R. Aggarwal, N. Rajaretnam, T.P. Grantcharov, and A. Darzi. Training in surgical oncology - the role of vr simulation. *Surgical Oncology*, 20(3):134–139, 2011.
- [3] M. Tavakoli, R.V. Patel, and M. Moallem. Haptics for teleoperated surgical robotic systems. World Scientific, 2008.
- [4] T. Imaida, Y. Yokokohji, T. Doi, M. Oda, and T. Yoshikawa. Ground-space bilateral teleoperation of ets-vii robot arm by direct bilateral coupling under 7-s time delay condition. *Robotics and Automation*, *IEEE Transactions on*, 20(3):499–511, June 2004.
- [5] M. Utsumi, T. Hirabayashi, and M. Yoshie. Development for teleoperation underwater grasping system in unclear environment. In Underwater Technology, 2002. Proceedings of the 2002 International Symposium on, pages 349–353, 2002.
- [6] A. Paolo and M. Claudio. Control schemes for teleoperation with time delay: A comparative study. The 5th National Applied Mechanisms and Robotics Conference, 38:49–64, January 2002.
- [7] B. Khademian and K. Hashtrudi-Zaad. Shared control architectures for haptic training: performance and coupled stability analysis. *The International Journal of Robotics Research*, 30, March 2011.
- [8] P.F. Hokayem and M.W. Spong. Bilateral teleoperation : an historical survey. Surgical Oncology, 42:2035–2057, 2006.
- [9] Emmanuel Nuno, Luis Basanez, and Romeo Ortega. Passivity-based control for bilateral teleoperation: A tutorial. Automatica, 47(3):485 – 495, 2011.
- [10] S. Sirouspour. Modelling and control of cooperative teleoperation systems. IEEE Transaction on Robotics, 21:1220–1225, 2005.
- [11] W.H. Zhu and S. Salcudean. Stability guaranteed teleoperation : an adaptive motion/force control approach. *IEEE Transaction Automation Control*, 45(11):1951–1969, 2000.
- [12] S. Sirouspour and P. Setoodeh. Multi-operator/multi-robot teleoperation: An adaptive nonlinear control approach. Proceedings of IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems, pages 1576–1581, 2005.
- [13] Ilia G. Polushin, Sergey N. Dashkovskiy, Amir Takhmar, and Rajni V. Patel. A small gain framework for networked cooperative force-reflecting teleoperation. *Automatica*, 49(2):338 – 348, 2013.
- [14] Victor Mendez and Mahdi Tavakoli. A passivity criterion for n-port multilateral haptic systems. In CDC, pages 274–279. IEEE, 2010.
- [15] C.R. Carignan and P.A. Olsson. Cooperative control of virtual objects over the internet using forcereflecting master arms. In *Robotics and Automation*, 2004 IEEE International Conference on, volume 2, pages 1221–1226, April 2004.
- [16] S.S. Nudehi, R. Mukherjee, and M. Ghodoussi. A shared-control approach to haptic interface design for minimally invasive telesurgical training. *Control Systems Technology, IEEE Transactions on*, 13(4):588– 592, July 2005.

- [17] Jian Li, Mahdi Tavakoli, Victor Mendez, and Qi Huang. Passivity and absolute stability analyses of trilateral haptic collaborative systems. *Journal of Intelligent & Robotic Systems*, pages 1–18, 2014.
- [18] A. Ghorbanian, S.M. Rezaei, A.R. Khoogar, M. Zareinejad, and K. Baghestan. A novel control framework for nonlinear time-delayed dual-master/single-slave teleoperation. *{ISA} Transactions*, 52(2):268 – 277, 2013.
- [19] K. Razi and K. Hashtrudi-Zaad. Analysis of coupled stability in multilateral dual-user teleoperation systems. *Robotics, IEEE Transactions on*, 30(3):631–641, June 2014.
- [20] S. Moghimi, S. Sirouspour, and P. Malysz. Haptic-enabled collaborative training with generalized force and position mappings. In *Haptic interfaces for virtual environment and teleoperator systems*, 2008. haptics 2008. symposium on, pages 287–294, March 2008.
- [21] P. Malysz and S. Sirouspour. Dual-master teleoperation control of kinematically redundant robotic slave manipulators. In *Intelligent Robots and Systems*, 2009. IROS 2009. IEEE/RSJ International Conference on, pages 5115–5120, Oct 2009.
- [22] Cristian Secchi, Stefano Stramigioli, and Cesare Fantuzzi. Control of Interactive Robotic Interfaces: A Port-Hamiltonian Approach. Springer, 2007.
- [23] N. Hogan. Controlling impedance at the man/machine interface. In Robotics and Automation, 1989. Proceedings., 1989 IEEE International Conference on, volume 3, pages 1626–1631, May 1989.
- [24] Lawton N. Verner and A.M. Okamura. Telemanipulators with sensor/actuator asymmetries fail the robustness criterion. In *Haptic interfaces for virtual environment and teleoperator systems*, 2008. haptics 2008. symposium on, pages 267–271, March 2008.
- [25] A.J. van der Schaft. Port-hamiltonian systems: an introductory survey. International Congress of Mathematicians, pages 1339–1365, August 2006.
- [26] Stefano Stramigioli. Creating artificial damping by means of damping injection. In In Proceedings of the ASME Dynamic Systems and Control Division, pages 601–606, 1996.
- [27] Stefano Stramigioli. Modeling and IPC Control of Interactive Mechanical Systems: A Coordinate-Free Approach. Springer-Verlag New York, Inc., Secaucus, NJ, USA, 2001.
- [28] R. Anderson and M.W. Spong. Bilateral control of teleoperators with time delay. Automatic Control, IEEE Transactions on, 34(5):494–501, May 1989.
- [29] G. Niemeyer and J.-J.E. Slotine. Stable adaptive teleoperation. Oceanic Engineering, IEEE Journal of, 16(1):152–162, Jan 1991.
- [30] S. Aoues, D. Eberard, and W. Marquis-Favre. Canonical interconnection of discrete linear porthamiltonian systems. In *Decision and Control (CDC)*, 2013 IEEE 52nd Annual Conference on, pages 3166–3171, Dec 2013.
- [31] G. Raisbeck. A definition of passive linear networks in terms of time and energy. Journal of Applied Physics, 25(12):1510–1514, Dec 1954.
- [32] F. B. Llewellyn. Some fundamental properties of transmission systems. Proceedings of the IRE, 40(3):271–283, March 1952.

# Appendices

#### Appendix A Stability Criterion

#### • Raisbeck's Passivity Criterion [31]

If  $p_{mn} = r_{mn} + jx_{mn}, m, n = 1, 2$ , represents any of the four immittance parameters (z, y, h, g) of a two-port network, for all real values of frequencies  $\omega$ , the network is passive if and only if

- The *P* matrix have no poles in the right-half plane (RHP).
- Any poles of P matrix on the imaginary axis are simple, and the residues of the P matrix elements at these poles satisfy

$$k_{mm} \ge 0$$

$$k_{11}k_{22} - k_{12}k_{21} \ge 0$$

$$k_{12} = k_{21}^{*}$$
(10)

where  $k_{mn}, m, n = 1, 2$  denotes the residue of  $p_{mn}$  and  $k_{mn}^*$  is the complex conjugate of  $k_{mn}$ .

• The real and imaginary part of the P matrix elements satisfy

$$r_{11} \ge 0$$

$$r_{22} \ge 0$$

$$4r_{11}r_{22} - (r_{12} + r_{21})^2 - (x_{12} - x_{21})^2 \ge 0$$
(11)

#### • Llewellyn's absolute stability criterion [32]

A two-port network with the immittance parameter P is absolutely stable if and only if conditions 1 and 2 in Raisbeck's passivity criterion hold and, for all real values of frequencies  $\omega$ , we have

$$r_{11} \ge 0$$

$$r_{22} \ge 0$$

$$r_{11}r_{22} - \frac{|p_{12}p_{21}| - \operatorname{Re}(p_{12}p_{21})}{2} \ge 0$$
(12)

#### Appendix B Interconnection of port-Hamiltonian System

Suppose there are two port-Hamiltonian systems  $\Sigma_R$  and  $\Sigma_C$  shown in Figure 6. The power preserving interconnection can be represented as:

$$\begin{pmatrix} u_c^2 \\ u_r^2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} y_c^2 \\ y_r^2 \end{pmatrix}$$
(13)

where

$$\begin{cases} \dot{x_i} = (J_i - R_i) \frac{\partial H_i}{\partial x_i} + \begin{pmatrix} g_i^1 & g_i^2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_i^1 \\ u_i^2 \end{pmatrix} \\ \begin{pmatrix} y_i^1 \\ y_i^2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} g_i^1 & g_i^2 \end{pmatrix}^T \frac{\partial H_i}{\partial x_i} \end{cases} \quad i = r, c$$
(14)

The interconnected system results in the following port-Hamiltonian form:

$$\dot{x} = (J - R)\frac{\partial H}{\partial x} + gu$$

$$y = g^T \frac{\partial H}{\partial x}$$
(15)

where  $x = (x_r, x_c)^T$ ,  $H = H_r + H_c$  is the sum of the energies of the two systems and

$$J = \begin{pmatrix} J_r & -g_r^2 (g_c^2)^T \\ g_c^2 (g_r^2)^T & J_c \end{pmatrix} \qquad R = \begin{pmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_c \end{pmatrix} \qquad g = \begin{pmatrix} g_r^1 & 0 \\ 0 & g_c^1 \end{pmatrix}$$
(16)

#### Appendix C Model of IPC

We build the model of the robot and the IPC controller using the bond graph method respectively .



Figure 18: Causality of the ROBOT

Model of the ROBOT:

$$\begin{pmatrix} \dot{x} \\ \dot{p} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & \frac{1}{m} \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x \\ p \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} F_{ext} \\ F_c \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} \dot{x} \\ \dot{x} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & \frac{1}{m} \\ 0 & \frac{1}{m} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x \\ p \end{pmatrix}$$

$$(17)$$

In port-Hamiltonian form:

$$\begin{pmatrix} \dot{x} \\ \dot{p} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 0 \\ \frac{p}{m} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} F_{ext} \\ F_c \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} \dot{x} \\ \dot{x} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 0 \\ \frac{p}{m} \end{pmatrix}$$
(18)

Figure 19: Causality of the IPC controller

Model of the IPC:

$$\begin{pmatrix} \dot{q}_c \\ \dot{p}_c \\ \dot{q}_i \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -\frac{1}{m_c} & 0 \\ k_c & -\frac{b_1+b_2}{m_c} & -k_i \\ 0 & \frac{1}{m_c} & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} q_c \\ p_c \\ q_i \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 0 & b_1 \\ -1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \dot{x} \\ x_{ref} \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} F_c \\ F_{ref} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & k_i \\ k_c & -\frac{b_1}{m_c} & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} q_c \\ p_c \\ q_i \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & b_1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \dot{x} \\ x_{ref} \end{pmatrix}$$
(19)

In port-Hamiltonian form:

$$\begin{pmatrix} \dot{q}_c \\ \dot{p}_c \\ \dot{q}_i \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & -b_1 - b_2 & -1 \\ 0 & 1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} k_c q_c \\ \frac{p_c}{m_c} \\ k_i q_i \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 0 & b_1 \\ -1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \dot{x} \\ \dot{x}_{ref} \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} F_c \\ F_{ref} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & -b_1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} k_c q_c \\ \frac{p_c}{m_c} \\ k_i q_i \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & b_1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \dot{x} \\ \dot{x}_{ref} \end{pmatrix}$$

$$(20)$$

By the interconnection of the robot and the controller, we obtain,

$$\begin{pmatrix} \dot{x} \\ \dot{p} \\ \dot{q}_{c} \\ \dot{p}_{c} \\ \dot{q}_{i} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -b_{1} - b_{2} & -1 \\ 0 & -1 & 0 & 1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 0 \\ \frac{p_{c}}{m_{c}} \\ k_{i}q_{i} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & b_{1} \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} F_{ext} \\ \dot{x}_{ref} \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} \dot{x} \\ F_{ref} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -b_{1} & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 0 \\ \frac{p}{m} \\ k_{c}q_{c} \\ \frac{p_{c}}{m_{c}} \\ k_{i}q_{i} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & b_{1} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \dot{F}_{ext} \\ \dot{x}_{ref} \end{pmatrix}$$

$$(21)$$

#### Appendix D Reduced IPC using Casimir function

Considering the IPC controller in Equation 20, we use the definition of casimir function, that is,

$$\frac{\partial^T C}{\partial x}(J-R) = \begin{pmatrix} \frac{\partial C}{\partial q_c} & \frac{\partial C}{\partial p_c} & \frac{\partial C}{\partial q_i} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 0 & -1 & 0\\ 1 & -b_1 - b_2 & -1\\ 0 & 1 & 0 \end{pmatrix} = 0$$
(22)

then we have,

$$\begin{cases} \frac{\partial C}{\partial p_c} = 0\\ -\frac{\partial C}{\partial q_c} + \frac{\partial C}{\partial q_i} = 0 \end{cases}$$
(23)

、

that is  $\frac{\partial C}{\partial q_c} = \frac{\partial C}{\partial q_i}$ . We chose the Casimir function with the following form,

$$C(q_c, q_i) = q_c + q_i \tag{24}$$

The changing of coordinates can be set as,

$$\begin{pmatrix} \dot{q}_c \\ \dot{p}_c \\ \dot{C} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \dot{q}_c \\ \dot{p}_c \\ \dot{q}_i \end{pmatrix}$$
(25)

then we obtain the following changed state equation:

$$\begin{pmatrix} \dot{q}_c \\ \dot{p}_c \\ \dot{C} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & -b_1 - b_2 & -1 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} k_c q_c \\ \frac{p_c}{m_c} \\ k_i q_i \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 0 & b_1 \\ -1 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \dot{x} \\ x_{ref}^{\cdot} \end{pmatrix}$$
(26)

From the last line, we obtain  $\dot{q}_c + \dot{q}_i + \dot{x} - \dot{x}_{ref} = 0$ . Since the initial values of  $q_c, q_i, x, x_{ref}$  are all 0, it exists,

$$q_i = x_{ref} - x - q_c \tag{27}$$

then we could get the reduced IPC controller,

$$\begin{pmatrix} \dot{q}_c \\ \dot{p}_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -1 \\ 1 & -b_1 - b_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} k_c q_c \\ \frac{p_c}{m_c} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ k_i (x_{ref} - x - q_c) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 0 & b_1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \dot{x} \\ x_{ref} \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} F_c \\ F_{ref} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 1 & -b_1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} k_c q_c \\ \frac{p_c}{m_c} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} k_i (x_{ref} - x - q_c) \\ 0 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & b_1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \dot{x} \\ x_{ref} \end{pmatrix}$$

$$(28)$$

Note that this reduced IPC controller has another importance, which is the measure of the robot's velocity  $\dot{x}$  is needless, only the position x is sufficient for the controller input.

#### Appendix E Scattering Transformation

The scattering transformation of the power port is defined as,

$$\begin{cases} s^{+} = \frac{1}{\sqrt{2}} N^{-1}(e + Zf) \\ s^{-} = \frac{1}{\sqrt{2}} N^{-1}(e - Zf) \end{cases} \begin{cases} f = \frac{1}{\sqrt{2}} N^{-1}(s^{+} - s^{-}) \\ e = \frac{1}{\sqrt{2}} N(s^{+} + s^{-}) \end{cases}$$
(29)

where  $Z = N \times N$  is a positive semi-definite matrix defined characteristic impedance of the scattering transformation. It represents sense of propagation of the power.

The power exchanged is  $e^T f$  and it can be calculated as,

$$e^{T}f = \frac{1}{2}(s^{+})^{T}s^{+} - \frac{1}{2}(s^{-})^{T}s^{-} = \frac{1}{2}||s^{+}||^{2} - \frac{1}{2}||s^{-}||^{2}$$
(30)

which the difference of the incoming and the outgoing power waves.

The interconnection between the IPC and the communication channel is, computing the input flow f and the outgoing power wave  $s^-$  using the output effort e and the incoming wave  $s^+$ , that is,

$$f = \frac{\sqrt{2}}{N}s^{+} - \frac{e}{N^{2}}$$

$$s^{-} = \frac{\sqrt{2}}{N}e^{-}s^{+}$$
(31)

#### Appendix F Discretization of linear port-Hamiltonian systems

Suppose the linear port-Hamiltonian systems is formed as,

$$\begin{cases} \dot{x} = JQx + Gu\\ y = G^TQx \end{cases}$$
(32)

According to [30], a lossless discrete-time linear port-Hamiltonian dynamics based on mid-point Euler scheme writes:

$$\begin{cases} \frac{x_{n+1} - x_n}{\Delta t} = JQ\frac{x_{n+1} + x_n}{2} + Gu_n\\ y_n = G^T Q\frac{x_{n+1} + x_n}{2} \end{cases}$$
(33)

by calculation, we will get

$$\begin{cases} x_{n+1} = MNx_n + (MG\Delta t) u_n \\ y_n = \frac{G^T Q}{2} (MN + I) x_n + \left(\frac{G^T Q}{2} MG\Delta t\right) u_n \end{cases}$$
(34)

where  $M = \left(I - JQ\frac{\Delta t}{2}\right)^{-1}$  and  $N = \left(I + JQ\frac{\Delta t}{2}\right)$ . The discretized trajectories formed as,

$$\begin{cases} x_{n+1} = Ax_n + B_n u_n \\ y_n = C_n x_n + D_n u_n \end{cases}$$
(35)

#### Appendix G Passivity of the Shared Scattering Based Communication Channel

By introducing *dominance factor*  $\alpha$ , the shared scattering based communication channel of the dual-user teleoperation system is shown in Fig. 12. Supposed the power flows of  $f_{refm1}$ ,  $\dot{x}_{refm1}$ ,  $f_{refm2}$ ,  $\dot{x}_{refm2}$ ,  $f_{refs}$ ,  $\dot{x}_{refs}$  are changed by the symbol representation of  $e_{m1}$ ,  $f_{m1}$ ,  $e_{m2}$ ,  $f_{m2}$ ,  $e_s$ ,  $f_s$  respectively.

We have the following equations:

$$\begin{cases} s_{m1}^{+}(t) = \frac{1}{\sqrt{2}}N^{-1}(e_{m1}(t) + Zf_{m1}(t)) \\ s_{m1}^{-}(t) = \frac{1}{\sqrt{2}}N^{-1}(e_{m1}(t) - Zf_{m1}(t)) \end{cases} \begin{cases} s_{m2}^{+}(t) = \frac{1}{\sqrt{2}}N^{-1}(e_{m2}(t) + Zf_{m2}(t)) \\ s_{m2}^{-}(t) = \frac{1}{\sqrt{2}}N^{-1}(e_{m2}(t) - Zf_{m2}(t)) \end{cases}$$
(36)
$$\begin{cases} s_{s}^{+}(t) = \frac{1}{\sqrt{2}}N^{-1}(e_{s}(t) + Zf_{s}(t)) \\ s_{s}^{-}(t) = \frac{1}{\sqrt{2}}N^{-1}(e_{s}(t) - Zf_{s}(t)) \end{cases}$$
(37)

and

$$\begin{cases} f_{m1}(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} N^{-1}(s_{m1}^{+}(t) - s_{m1}^{-}(t)) \\ e_{m1}(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} N(s_{m1}^{+}(t) + s_{m1}^{-}(t)) \end{cases} \begin{cases} f_{m2}(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} N^{-1}(s_{m2}^{+}(t) - s_{m2}^{-}(t)) \\ e_{m2}(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} N(s_{m2}^{+}(t) + s_{m2}^{-}(t)) \\ f_{s}(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} N^{-1}(s_{s}^{+}(t) - s_{s}^{-}(t)) \end{cases}$$
(38)

$$\begin{cases} f_s(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} N(s_s^+(t) + s_s^-(t)) \\ e_s(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} N(s_s^+(t) + s_s^-(t)) \end{cases}$$
(39)

Then by calculation, we have the power exchanged between the IPCs the transmission lines:

$$e_{m1}^{T}(t)f_{m1}(t) = \frac{1}{2} \|s_{m1}^{+}(t)\|^{2} - \frac{1}{2} \|s_{m1}^{-}(t)\|^{2}$$

$$e_{m2}^{T}(t)f_{m2}(t) = \frac{1}{2} \|s_{m2}^{+}(t)\|^{2} - \frac{1}{2} \|s_{m2}^{-}(t)\|^{2}$$

$$e_{s}^{T}(t)f_{s}(t) = \frac{1}{2} \|s_{s}^{+}(t)\|^{2} - \frac{1}{2} \|s_{s}^{-}(t)\|^{2}$$
(40)

#### Proof of passivity

There are three transmission lines in the communication channel. Four power waves are injected into the transmission lines and four power waves are extracted from them. Therefore, the power flowing into the transmission lines is,

$$P = 2 \cdot \frac{1}{2} \alpha^2 \|s_{m1}^-(t)\|^2 + 2 \cdot \frac{1}{2} (1 - \alpha)^2 \|s_{m2}^-(t)\|^2 + \frac{1}{2} \alpha^2 \|s_s^-(t)\|^2 + \frac{1}{2} (1 - \alpha)^2 \|s_s^-(t)\|^2 - \frac{1}{2} \alpha^2 \|s_{m1}^-(t - \tau_{m_1s})\|^2 - \frac{1}{2} \alpha^2 \|s_{m1}^-(t - \tau_{m_1m_2})\|^2 - \frac{1}{2} (1 - \alpha)^2 \|s_{m2}^-(t - \tau_{m_2s})\|^2 - \frac{1}{2} (1 - \alpha)^2 \|s_{m2}^-(t - \tau_{m_2m_1})\|^2 - \frac{1}{2} \alpha^2 \|s_s^-(t - \tau_{sm_1})\|^2 - \frac{1}{2} (1 - \alpha)^2 \|s_s^-(t - \tau_{sm_2})\|^2$$

$$(41)$$

Define the energy of the transmission line as,

$$H = \int_{t-\tau_{m_{1}s}}^{t} \frac{1}{2} \alpha^{2} \|s_{m1}^{-}(\tau)\|^{2} d\tau + \int_{t-\tau_{m_{1}m_{2}}}^{t} \frac{1}{2} \alpha^{2} \|s_{m1}^{-}(\tau)\|^{2} d\tau + \int_{t-\tau_{m_{2}s}}^{t} \frac{1}{2} (1-\alpha)^{2} \|s_{m2}^{-}(\tau)\|^{2} d\tau + \int_{t-\tau_{sm_{1}}}^{t} \frac{1}{2} \alpha^{2} \|s_{s}^{-}(\tau)\|^{2} d\tau + \int_{t-\tau_{sm_{2}}}^{t} \frac{1}{2} (1-\alpha)^{2} \|s_{s}^{-}(\tau)\|^{2} d\tau + \int_{t-\tau_{sm_{2}}}^{t} \frac{1}{2} \alpha^{2} \|s_{s}^{-}(\tau)\|^{2} d\tau + \int_{t-\tau_{sm_{2}}}^{t} \frac{1}{2} (1-\alpha)^{2} \|s_{s}^{-}(\tau)\|^{2} d\tau$$

$$(42)$$

it follows that:

$$P = \frac{dH}{dt} \tag{43}$$

which means that the energy supplied to the transmission line is stored. There is no extra energy produced, so the transmission line holds passivity.



Ecole Centrale de Lyon - INSA de Lyon - Université Claude Bernard Lyon 1

# Laboratoire Ampère

Unité Mixte de Recherche du CNRS - UMR 5005

Génie Electrique, Electromagnétisme, Automatique, Microbiologie environnementale et Applications

# *Mémoire doctorant 1<sup>ère</sup> année* 2013 - 2014

Nom - Prénom	REDONDO IGLESIAS - Eduardo
Titre de la thèse	Étude du vieillissement en usage réel des batteries Li-ion : Combinaison des effets calendaire et de cyclage dans des applications transports.
Directeur de thèse	Pascal VENET
Co- encadrants	Serge PELISSIER
Dpt. de rattachement	MIS
Date début des travaux	Septembre 2013
Type de financement	Salarié IFSTTAR



# Table des matières

1	Introduction				
2	Le vieillissement des batteries				
	2.1	Principe de fonctionnement d'une batterie	4		
		2.1.1 Cas du Lithium	4		
	Les batteries Lithium ion dans les applications transport	5			
		2.2.1 L'électrolyte	5		
		2.2.2 L'électrode négative	6		
		2.2.3 L'électrode positive	7		
	2.3	Les mécanismes de vieillissement	7		
		2.3.1 L'électrolyte	7		
		2.3.2 Les électrodes négatives	8		
		2.3.3 Les électrodes positives	10		
		2.3.4 Le vieillissement de batteries	10		
	2.4	Les remèdes	12		
		2.4.1 Le revêtement (coating)	12		
		2.4.2 Le dopage	12		
		2.4.3 L'hybridation d'électrodes positives	12		
		2.4.4 Le choix de l'électrolyte	13		
		2.4.5 L'assemblage et l'utilisation	13		
3	Modélisation du vieillissement				
	3.1	Rappel du contexte	14		
		3.1.1 Projet SIMSTOCK	14		
		3.1.2 Projet SIMCAL	14		
	3.2 Modélisation du vieillissement : Modèle d'Eyring				
		3.2.1 Adaptation du modèle Eyring aux lois d'évolution temporelle	16		
	3.3	Résultats obtenus sur les cellules LGCHEM pour le projet SIMCAL	17		
		3.3.1 Vieillissement en fonction du SoC et de la température	17		
		3.3.2 Prise en compte de l'évolution du SoC	18		
	3.4	Comparaison des deux modèles	20		
4	Con	nclusion	22		
5	Glos	ssaire	24		
6	Bibl	liographie	26		

# Introduction

# Sujet de thèse

La maîtrise de la durée de vie des batteries dans les applications transports est un des enjeux majeurs de la diffusion massive des véhicules électriques. Ce vieillissement est d'une part calendaire, c'est-à-dire lié aux conditions de stockage au repos, et d'autre part en cyclage et dépend alors des conditions d'usage. De nombreuses études ont porté sur la caractérisation et la modélisation des deux modes de vieillissement pris séparément. Les facteurs du vieillissement calendaire (température et état de charge) sont facilement identifiables. Ceux du vieillissement en cyclage sont plus complexes car liés aux profils d'usage et peuvent donc prendre des valeurs très contrastées. De plus la coexistence de ces deux modes de vieillissement dans les usages réels nécessite de comprendre les interactions éventuelles entre les mécanismes causes des détériorations. Actuel-lement il n'existe pas de modèle fiable qui intègre ces deux modes de vieillissement en cyclage et calendaire. MOBICUS est un nouveau projet en cours de démarrage au LTE qui a pour objectif de compléter ces études, faire la synthèse de leurs résultats et proposer des lois de vieillissement capables de prédire une durée de vie en conditions d'usage réelles. C'est dans ce contexte que se situe ce travail de thèse. Il comprend un développement théorique, un fort volet expérimental et portera sur :

- l'élaboration de lois de vieillissement combinées (calendaire + cyclage) à partir des analyses et des résultats des programmes SIMSTOCK et SIMCAL. Toutes les données accumulées n'ont pas été utilisées pour établir les premières lois de vieillissement fournies. Un travail conséquent de généralisation est nécessaire.
- la modification des modèles existant dans l'outil de simulation VEHLIB afin de pouvoir prendre en compte le vieillissement. Les programmes SIMSTOCK et SIMCAL reposaient sur l'outil AMESIM dont les modèles de batteries diffèrent légèrement de ceux de VEHLIB. Cependant un travail de transfert est nécessaire pour pouvoir appliquer et généraliser les résultats établis.
- la mise au point d'équipement de test « temps réel »(ou HIL pour Hardware In the Loop) permettant de tester le vieillissement de batteries sous des profils adaptatifs de puissance et non plus des profils figés de courant comme l'on fait les programmes SIMSTOCK et SIMCAL. Cela permettra de tenir compte du vieillissement lui-même dans l'évolution du profil appliqué à la batterie.
- l'élaboration et la conduite de tests de validation des lois de vieillissement sur des profils représentatifs des usages réels éventuellement en configuration HIL.

Ce travail s'insère dans les activités de l'équipe VEH, déjà engagée dans les programmes SIMSTOCK et SIMCAL, sur la gestion de l'énergie des véhicules électriques et hybrides. Un objectif lointain étant de pouvoir établir des lois de gestion optimisées incorporant des critères de durée de vie. La co-direction de ce travail avec le laboratoire Ampère, permet de bénéficier d'une expertise sur la durée de vie des supercondensateurs en usage réel transposable en partie au cas des batteries et correspond au rapprochement entre les deux structures LTE et Ampère au sein de l'ERC GEST.

# Travail rapporté dans ce document

Mon travail de cette première année de thèse a porté principalement sur deux points :

- 1. La réalisation d'un état de l'art de mécanismes de vieillissement des batteries lithium ion.
- 2. L'exploitation des résultats du projet SIMCAL avec la mise en place de lois de vieillissement de type Eyring.

4

### Le vieillissement des batteries

# 2.1 Principe de fonctionnement d'une batterie

La batterie est un système de stockage d'énergie électrochimique. Son principe de fonctionnement repose sur la transformation d'énergie chimique en énergie électrique et vice-versa. Les batteries fonctionnent à partir d'une réaction oxydoréduction réversible entre deux éléments actifs nommés électrodes qui est régie par les équations cathodique et anodique 2.1 et 2.2 [1].

$$aA + ne \rightleftharpoons cC \tag{2.1}$$

$$bB \leftrightarrows dD + ne \tag{2.2}$$

Afin de pouvoir récupérer l'énergie électrique (mouvement électronique) de ces réactions une séparation des chemins possibles doit être faite :

— circuit ionique : les ions peuvent uniquement circuler par l'électrolyte.

— circuit électrique : les électrons peuvent uniquement circuler par le circuit électrique.

Si le circuit électrique est ouvert, la réaction ne se produira pas et la batterie restera au même état de charge parce que les électrons ne peuvent pas voyager d'une électrode à une autre. En fermant le circuit les réactions 2.1 et 2.2 deviennent possibles.

Le sens d'avancement *naturel* des réactions est de gauche à droite et la batterie se **décharge**. Dans ce mode de fonctionnement l'électrode négative s'oxyde et l'électrode positive se réduit. C'est pourquoi beaucoup d'auteurs désignent les électrodes positive et négative par cathode et anode respectivement.

Si le système est réversible, en apportant de l'énergie (électrique) nous pouvons inverser la tendance naturelle du système, c'est à dire : nous pouvons **charger** la batterie. L'électrode négative se comporte alors comme une cathode : l'espèce oxydée C se réduit en libérant des électrons via le circuit électrique pour générer l'espèce A. L'électrode positive se comporte comme une anode : l'espèce D accepte des électron (s'oxyde) pour produire l'espèce B.

Les composants principaux d'une batterie sont les électrodes positive et négative et l'électrolyte. Le choix de ces trois composants déterminera les performances de la batterie : énergie embarquée, puissance maximale, thermique, durabilité et sécurité.

Historiquement [1] les matériaux choisis pour les électrodes négatives (anodes) sont des métaux parce qu'ils sont des bons réducteurs, tandis que pour les électrodes positives (cathodes) le choix se porte généralement sur des oxydes métalliques.

#### 2.1.1 Cas du Lithium

Les batteries (secondaires) Li-ion fonctionnent par transport des ions Lithium  $(Li^+)$  dans un électrolyte liquide ou en forme de gel (cf. figure 2.1). L'électrode positive est un composé d'insertion de Lithium, typi-

quement un oxyde de métal de transition [2]. L'électrode négative peut être composée de Lithium métal (pas d'insertion) ou d'un composé d'insertion (ex. : graphite, titanate).

Dans les années 90 Sony a commercialisé la première batterie Lithium-ion qui était un système  $LiCoO_2$  / graphite avec un électrolyte  $LiPF_6$  [3]. Les équations 2.1 et 2.2 adaptés à cette batterie donnent :

$$Li_{1-x}CoO_2 + xLi^+ + xe \leftrightarrows LiCoO_2 \tag{2.3}$$

$$Li_x C_6 \rightleftharpoons C_6 + x Li^+ + xe \tag{2.4}$$

qui peuvent être assemblées en une seule (éq. 2.5). Lorsque la batterie se décharge la réaction avance de gauche à droite, et inversement lorsqu'elle se charge.

$$Li_{1-x}CoO_2 + Li_xC_6 \leftrightarrows LiCoO_2 + C_6 \tag{2.5}$$



FIGURE 2.1 – La batterie Li-ion [4].

# 2.2 Les batteries Lithium ion dans les applications transport

Le choix des fabricants s'est orienté depuis quelques années vers la technologie Li-ion en détriment successivement des technologies Ni-Cd et Ni-MH.

Le principe de fonctionnement de la batterie Li-ion est une réaction d'insertion de Lithium, réaction chimique facilement réversible, ce qui explique peut-être la durabilité et les performances de cette technologie (symétrie d'impédance en charge et en décharge, pas d'effet mémoire).

### 2.2.1 L'électrolyte

L'électrolyte des batteries Li-ion est généralement composé d'un sel de Lithium  $(LiPF_6, LiClO_4, LiBF_4, LiBoB, LiB(C_2O_4)_2$ , etc.) en dissolution organique (carbonate d'éthylène (EC), carbonate de propylène (PC), di-méthyle carbonate (DMC), di-éthyle carbonate (DEC), etc.). Le choix de l'électrolyte et de ses solvants est fait en fonction des caractéristiques électriques : la conductivité ionique de l'électrolyte peut être très différente en fonction de sa composition, de la concentration, du solvant utilisé et de la température[1].



FIGURE 2.2 – Matériaux d'insertion : leurs potentiels et capacités[5]

Un autre critère de choix est la stabilité chimique, qui dépendra de l'interaction entre l'électrolyte, les solvants et les électrodes. Cette stabilité chimique est cruciale pour la longévité de la batterie et pour la sécurité (par exemple, le  $LiClO_4$  est explosif [6]). Une définition complète de l'électrolyte utilisé dans une batterie doit se faire en indiquant la molarité et les proportions des solvants. Par exemple, Zhang [7] a étudié l'influence de la molarité et des proportions des solvants de l'électrolyte  $LiPF_6$ -EC-EMC dans les caractéristiques électrique et la durabilité d'une batterie Lithium-ion. D'après les résultats obtenus, l'électrolyte 1 M  $LiPF_6$  3 :7 EC-EMC est une combinaison qui favoriserait la durabilité de cette batterie.

L'électrolyte le plus utilisé jusqu'à présent est le  $LiPF_6$ . D'après [6, 7] cet électrolyte présente des multiples avantages : caractéristiques électriques, stabilité chimique, formation de SEI, passivation du collecteur positif (Aluminium), entre autres.

La fenêtre de stabilité en tension de cet électrolyte est entre 1 et 5V environ, voire 4.5V en fonction de la température. L'usage établit une limite de température de 50 à 55°C pour l'utilisation de batteries contenant  $LiPF_6$  comme électrolyte. Le point faible de cet électrolyte est son acidification, catalysée par la présence de traces d'eau, qui contribue à la dégradation des batteries spécialement dans le cas des électrodes spinelles (LMO, LTO).

### 2.2.2 L'électrode négative

Actuellement, le matériel qui est presque exclusivement utilisé comme électrode négative est le graphite. De ce fait, de nombreuses études sur les mécanismes de vieillissement du graphite ont été menées et des états de l'art très complets sur le vieillissement de ce type d'électrode ont été réalisés, comme par exemple [8, 9, 10]. Sur la figure 2.2 on observe que le graphite a une grande capacité spécifique et un très faible potentiel par rapport au Lithium, ce qui fait de lui un bon candidat au matériau d'insertion pour la négative (grande densité d'énergie). Par contre, ce faible potentiel est en dehors de la zone de stabilité de l'électrolyte, ce qui favorise sa décomposition.

D'autres électrodes négatives sont aussi utilisées dans les applications transports, comme le Lithium métal et le Titanate.

Les batteries avec une négative <u>Lithium métal</u> sont actuellement utilisées dans la Bluecar de Bolloré [11, 12]. Cette technologie ne sera pas traitée dans ce document.

L'électrode négative titanate ( $Li_4Ti_5O_{12}$ , <u>LTO</u>) est une structure spinelle. Sa résistance accrue au vieillissement calendaire [13] et sa capacité à accepter les charges rapides [14] font de cette technologie une option à prendre en considération. Il existe déjà des véhicules électriques commercialisées avec une batterie LTO [15]. Les deux principaux freins pour la diffusion des batteries au titanate sont, d'une part, la densité énergétique et d'autre le prix : L'électrode LTO a une capacité de 175 mAh/g (contre 372mAh/g pour le graphite) et environ 1V en moins que le graphite. Pour la même positive, une batterie LTO sera entre 1.5 et 2 fois plus cher qu'une batterie graphite [16].

### 2.2.3 L'électrode positive

Les matériaux d'insertion utilisés pour les électrodes positives peuvent être classifiés en trois familles en fonction de leur structure (cf. figure 2.3) : les oxydes lamellaires, les structures spinelles et les structures olivines.

Aujourd'hui les positives lamellaires sont principalement des alliages contenant Ni, Co, Mn (métaux de transition) et d'autres éléments tels que Al et Mg pour augmenter la stabilité : NCA ( $LiNi_{0.8}Co_{0.15}Al_{0.05}O_2$ ), NMC stéchiométrique ( $LiNi_{1/3}Mn_{1/3}Co_{1/3}O_2$ ) ou pas ( $LiNi_xMn_yCo_zO_2$ ).

Pour la famille des spinelles nous trouvons le LMO  $(LiMn_2O_4)$  et pour les olivines le LFP  $(LiFePO_4)$ . Ces structures sont moins denses en énergie mais elles acceptent des régimes de courant plus importants.



FIGURE 2.3 – Structures crystallines de (a)  $LiCoO_2$  (lamellaire), (b)  $LiMn_2O_4$  (spinelle) et (c)  $LiFePO_4$  (olivine) [4].

# 2.3 Les mécanismes de vieillissement

Les mécanismes de vieillissement des batteries dépendent du vieillissement de chacun de ses composants ainsi que de l'évolution de produits dérivés formés par l'interaction des substances présentes dans la batterie.

#### 2.3.1 L'électrolyte

Le vieillissement de l'électrolyte n'a pas d'impact direct sur la dégradation de la capacité, parce que la capacité de la batterie ne dépend pas directement de la concentration ou du type d'électrolyte. Néanmoins l'électrolyte et ses solvants participent au vieillissement de la batterie par l'interaction avec chaque électrode.

Un mécanisme d'importance majeure affectant l'électrolyte  $LiPF_6$  est <u>l'acidification de l'électrolyte</u> : Le  $LiPF_6$  est très stable dans une atmosphère sèche. Par contre des traces d'eau (ou d'alcool) peuvent avoir un effet catalyseur pour la décomposition du  $LiPF_6$  [17]. Au sein de l'électrolyte, divers équilibres s'établissent : On trouve notamment (2.6 et 2.7) :

$$LiPF_6 \leftrightarrows Li^+ + PF_6^- \tag{2.7}$$

Le  $PF_5$  réagit avec l'eau pour former HF :

$$PF_5 + H_2O \to POF_3 + 2HF \tag{2.8}$$

Le HF ainsi crée provoque une décomposition du  $LiPF_6$  en réagissant sur les composés des équilibres précédents. D'une part :

$$Li^+ + HF \to LiF + H^+ \tag{2.9}$$

ce qui amène une précipitation de LiF sur les surfaces des électrodes. D'autre part l'anion hydrure réagit avec la cation PF6- pour régénérer de l'acide fluorhydrique :

$$H^+ + PF_6^- \to HF + PF_5 \tag{2.10}$$

L'acide fluorhydrique ainsi produit réagit à nouveau avec les ions Lithium  $(Li^+)$ . Par ailleurs, le HF provoque une dégradation de la SEI (au niveau des électrodes graphites) et la dégradation des métaux (électrodes positives).

# 2.3.2 Les électrodes négatives

#### Le graphite

Le principal mécanisme de vieillissement des batteries au graphite est la croissance de la SEI (Solid Electrolyte Interface) [8, 9, 10]. La SEI est un produit dérivé formée par réduction avec le Lithium  $(Li^+)$  de l'électrolyte (généralement  $LiPF_6$ ) et ses solvants (p.ex : EC, DEC, DMC). Sa composition est complexe [18, 19] (dérivés organiques et inorganiques de Lithium) et dépend des espèces présentes (figure 2.4). La for-



FIGURE 2.4 – Illustration de la composition de la SEI [18]

mation initiale de la SEI (lors des premières charges) produit une diminution rapide de la quantité de Lithium cyclable. Une SEI *bien formée* est cruciale pour la vie de la batterie, par contre une *mauvaise* SEI ne cessera pas de croître et de consommer du Lithium. La qualité de la SEI dépend des conditions des premières charges (régime, température) et de la composition de l'électrolyte et de ses solvants. La SEI est à la fois isolant électronique, conducteur ionique du Lithium et empêche les autres composants de l'électrolyte de pénétrer dans le graphite. La SEI a donc un double rôle protecteur :

- 1. protège le graphite des invasions d'espèces autres que le Lithium.
- 2. protège l'électrolyte de la réduction

La croissance de la SEI est continue tout au long de la vie de la batterie car le rôle protecteur de la SEI n'est pas parfait : l'électrolyte continue à se réduire. La conséquence est une diminution de la capacité par consommation du Lithium cyclable et une augmentation de l'impédance (diminution de la conductivité ionique).

Les conditions de stockage de la batterie (hautes températures) et les espèces dérivées (acidification de l'électrolyte, dissolution de métaux provenant de la positive) peuvent dégrader la SEI. Lorsque la SEI est dégradée elle peut se craqueler en favorisant les invasions du graphite par d'autres espèces. Ces invasions provoqueront la perte de matière active (destruction du graphite) par exfoliation. D'autre part, les fissures dans la SEI permettront la réduction de l'électrolyte ce qui implique une perte de Lithium cyclable.

La métallisation du lithium [20] est un mécanisme à prendre en considération. Ce mécanisme se produit quand l'électrode négative atteint des niveaux de tension négatifs par rapport au Lithium (basse tension du graphite, i.e. haute tension de batterie). Il est activé à haut régime de charge, ou alors quand l'impédance de la batterie est élevée (basses températures, batterie dégradée). Il peut aussi être dû à des défauts de fabrication des électrodes ou à l'excès de Lithium (déséquilibre entre électrodes). Cette métallisation a comme conséquence directe la diminution de la capacité. Une autre conséquence indirecte est la dégradation à posteriori de la SEI par réduction avec le Lithium métal.

Les mécanismes de vieillissement concernant la matière active sont principalement dus aux <u>contraintes mé-</u> <u>caniques</u> du graphite. Ces mécanismes provoquent la rupture des particules de graphite ou son exfoliation. La principale conséquence est une perte de capacité par perte de matière active (une augmentation de l'impédance est aussi probable).

Les changements de volume (de l'ordre de 10%) du graphite au fur et mesure de sa lithiation ne sont pas considérés comme responsables du vieillissement de l'électrode, ils contribuent par contre à la non réversibilité du système.

Les contraintes mécaniques peut être causé, d'une part, par les <u>changements de structure</u> pendant l'insertion de lithium et d'autre part, par l'évolution d'espèces à l'intérieur du graphite.

Les contraintes mécaniques par <u>évolution d'espèces</u> à l'intérieur du graphite peuvent être dues à des réactions produites à l'intérieur du graphite (réduction d'électrolyte, génération de gaz) ou par invasion des solvants de l'électrolyte qui ont réussi à traverser la SEI.

Les mécanismes affectant l'assemblage de l'électrode ont pour conséquence une augmentation d'impédance par perte de contact de la matière active. Ces mécanismes, dans l'ordre d'importance sont :

- 1. la corrosion du collecteur
- 2. la décomposition du liant mécanique (PVdF, [21]) avec le Lithium du graphite chargé
- 3. les changements de volume

La corrosion du collecteur est favorisée par des décharges à basses températures et/ou à fort régime, tandis que le deuxième mécanisme se produit au repos à haute température et haut niveau de charge. Un seul cycle à froid de la batterie peut être fatal, un démarrage à froid peut provoquer la corrosion du collecteur en augmentant d'une manière drastique l'impédance de la batterie. Ultérieurement, comme la batterie est très dégradée en impédance, une charge complète produira de la métallisation du Lithium qui provoquera une chute drastique de capacité.

### Le lithium titanate : LTO

Le lithium titanate ( $Li_4Ti_5O_{12}$ ), malgré sa faible densité énergétique, est un matériau d'insertion d'avenir car il présente une durabilité majeure en comparaison avec le graphite, en vieillissement en cyclage comme en vieillissement calendaire [13, 22, 14].

Comme son potentiel relatif au Lithium est relativement haut, il ne crée pas de SEI ni de la déposition de Lithium métal, même a fort régime de charge. En effet, le principal mécanisme de vieillissement des électrodes titanate semble être la production de gaz [23], ce qui constitue un problème de sécurité qui freine l'introduction de cette technologie dans les applications transport. Les solutions à envisager se trouvent dans le choix

d'autres électrolytes, le revêtement (coating) des particules et le dopage. Ces trois solutions ont pour but celui de minimiser la décomposition du LTO.

### 2.3.3 Les électrodes positives

#### Les oxydes lamellaires : LCO, NCA, NMC

Historiquement, les premières batteries [1] Li-ion utilisaient le  $LiCoO_2$  (lamellaire) comme matériau de la positive. Peu à peu le cobalt à été remplacé par d'autres métaux voisins dans la table périodique pour des raisons de coût, des performances et de stabilité. La première tentative a consisté à remplacer le Cobalt par du Nickel. Les électrodes d'oxyde de nickel (LNO) étaient au début très instables à cause des réactions de désordre structurel. Ces réactions de désordre ont été minimisées en substituant une partie de Nickel par du Cobalt [10]. Cet ajout de Cobalt a aussi amélioré les changements de volume des transitions de phase. Enfin, les électrodes  $Li(Ni, Co)O_2$  ont été dopés avec de l'Aluminium (ou du magnésium) pour diminuer les dilatations (contractions) molaires dues à l'insertion (extraction) de Lithium. Ce dopage produit une amélioration de la stabilité de l'électrode qui se traduit par une meilleure espérance de vie [24]. En contrepartie, il y a une baisse de la capacité et une augmentation de l'impédance. Ainsi aujourd'hui, l'électrode NCA est une électrode avec des performances de vieillissement bien meilleures que ses prédécesseurs [25].

De la même manière que dans les électrodes graphite, les mécanismes de vieillissement les plus importants dans les électrodes positives lamellaires ( $LiMeO_2$ , avec Me = Ni, Co, etc.) sont des mécanismes de surface [26]:

— la formation d'une SEI par oxydation de l'électrolyte.

— la formation d'une surface pauvre en oxygène du type NaCl (rock-salt).

Ces deux mécanismes peuvent être liés : la perte d'oxygène de la matière active peut favoriser l'oxydation de l'électrolyte pour alimenter la SEI. Le résultat est une augmentation de l'impédance (et indirectement une diminution de la capacité à un régime donné).

#### Le manganèse spinel : LMO

Les principaux mécanismes de vieillissement affectant les électrodes manganèse spinelles (LMO) sont la perte de matière active par dissolution du manganèse et dans une moindre mesure les changements structuraux [10, 27, 9]. À haut niveau de SoC, le vieillissement de l'électrode se produit par une dissolution de manganèse, notamment favorisé par l'acidification de l'électrolyte ( $LiPF_6$ ), et par des réactions parasites comme par exemple l'oxydation de l'électrolyte [28]. À bas niveau de SoC le vieillissement se produit par des changement structuraux de la structure spinelle.

#### Le Lithium-Fer-Phosphate : LFP

La structure olivine des électrodes LFP ( $LiFePO_4$ ) est très stable au vieillissement calendaire et en cyclage [9]. Les analyses rapportées dans [29, 30] indiquent une importante dissolution de fer lorsque l'électrolyte  $LiPF_6$  est utilisée (acidification de l'électrolyte). Ce mécanisme de vieillissement a un double effet, à l'électrode positive, la perte de matière active; à la négative (si graphite) le fer dissout précipitera en surface et dégradera la SEI.

Malgré ce phénomène, la perte de capacité des électrodes LFP ne semble pas être due à la décomposition de matière active mais plutôt à l'isolation des particules causée par la formation de films très résistifs de LiF provenant de la décomposition du  $LiPF_6$ .

### 2.3.4 Le vieillissement de batteries

Comme nous avons vu précédemment le vieillissement des batteries est très complexe à étudier dans son ensemble parce qu'il dépend du vieillissement de chacun des composants de la batterie et des réactions parasites entre les espèces présentes : matières actives positive et négative, additifs pour améliorer la conductivité et



FIGURE 2.5 - Principaux mécanismes de vieillissement des batteries Li-ion

la tenue mécanique, l'électrolyte et ses solvants, les collecteurs de courant et enfin des espèces secondaires (résidus de fabrication et des espèces dérivées). La figure 2.5 met en relation les facteurs favorisant chacun des mécanismes de vieillissement traités précédemment et leur influence dans la dégradation de caractéristiques de la batterie.

D'ailleurs, chacune des réactions parasites sera activée dans de conditions différentes. Ces conditions sont la conséquence directe de l'utilisation que l'on fait de la batterie :

- repos, charge ou décharge : c-à-d le courant
- état de charge (SoC) de la batterie
- température

Dans ce domaine nous différencions deux types de vieillissement : Le vieillissement calendaire est la dégradation des performances de la batterie lorsqu'elle est au repos (courant nul). Il dépend de l'état de charge de la batterie et de la température. Le vieillissement en cyclage est la dégradation des performances de la batterie lorsqu'elle est soumise à un profil de courant.

Le vieillissement en usage réel est le vieillissement de la batterie dans des conditions réelles. Ce type de vieillissement implique la superposition des deux types de vieillissement précédents.

# 2.4 Les remèdes

# 2.4.1 Le revêtement (coating)

Pour éviter la décomposition de certains types d'électrodes une solution envisagée est de revêtir leur surface avec un métal comme l'argent, le cuivre ou le graphite (carbon coating)[31].

Appliqué au LTO, le revêtement de graphite s'avère très efficace pour empêcher la décomposition de cette électrode et la conséquente production de gaz [32]. Le présence de graphite provoquera dans un premier moment la formation d'une fine couche de SEI protectrice.

Les techniques de revêtement de graphite ont aussi été appliquées au  $LiFePO_4$  en augmentant la cyclabilité de cette électrode [33, 34].

## 2.4.2 Le dopage

Dans les électrodes positives (lamellaires et LMO), le dopage consiste en substituer partiellement le métal de transition par de l'aluminium, du magnésium ou du chrome. Par exemple, l'ajout d'aluminium s'est montré très bénéfique pour l'espérance de vie des oxydes lamellaires [24] et pour le LMO [35]. Pour le LTO [36, 31], les substitutions peuvent être faites dans le Lithium (La,Mg,Al), dans le Titane (Zr,Mo,V) ou dans les deux (Ni, Cr, etc.).

### 2.4.3 L'hybridation d'électrodes positives

L'hybridation d'électrodes positives permet d'améliorer les performances d'une électrode donnée. Une synthèse est faite par Chikkannanavar [37] en fonction de l'électrode d'origine :

Pour les électrodes NCA, une hybridation avec le LMO permet de diminuer le coût, améliorer la sécurité (stabilité thermique) et les performances en puissance. En contrepartie les performances en vieillissement calendaire seront dégradées.

Pour les électrodes LMO (spinelles) la caractéristique à améliorer est la durabilité face au vieillissement calendaire. Ceci est achevé en l'hybridant avec un oxyde lamellaire typiquement NMC.

Les électrodes LFP seront hybridées avec une lamellaire pour augmenter son faible niveau de tension moyen (plateau d'environ 3.3V). Et enfin, l'électrode LCO peut voir sa stabilité thermique améliorée et sa dégradation à des hauts niveaux de tension diminuée lorsqu'elle est combinée à une autre électrode lamellaire ou une spinelle.

### 2.4.4 Le choix de l'électrolyte

De nombreuses études ont démontré une majeure durabilité des batteries lorsque des électrolytes autres que  $LiPF_6$  sont utilisés. Ces études ont été réalisées sur de diverses chimies d'électrode :

- [6] avec des cellules  $LiCoO_2$ /graphite.
- [35, 38, 39] sur des électrodes  $LiMnO_2$ .
- [30] sur des électrodes  $LiFePO_4$ .
- [40] sur des électrodes  $Li_4Ti_5O_{12}$

# 2.4.5 L'assemblage et l'utilisation

Enfin, la géométrie choisie pour l'assemblage peut avoir une incidence sur la gestion thermique de la batterie, à niveau cellule (cylindrique, prismatique ou plate) comme à niveau du pack. Les conditions d'utilisation de la batterie auront une forte influence dans sa durabilité et des choix peuvent être faits dans l'étape de conception (p.ex. : dimensionnement) et dans l'étape d'utilisation : refroidissement, limitation des plages de SoC et/ou courant, etc.

Modélisation du vieillissement

# 3.1 Rappel du contexte

Cette thèse étant rattachée au Laboratoire Ampère et au LTE (IFSTTAR) se place dans le contexte des activités de vieillissement des systèmes de stockage d'énergie de ces deux Laboratoires. D'une part, l'approche du Laboratoire Ampère est une approche fiabilité avec une modélisation de la durée de vie par des modèles du type Arrhenius et plus généralement Eyring. D'autre part le LTE a été impliqué dans les projets SIMSTOCK et SIMCAL qui constituent une base de données expérimentales de vieillissement de batteries d'une richesse exceptionnelle.

### 3.1.1 Projet SIMSTOCK

L'objectif du projet SIMSTOCK était de caractériser et modéliser le vieillissement en cyclage des batteries et des supercondensateurs utilisées dans des applications véhicule hybride.

En ce qui concerne les batteries Li-ion, quatre facteurs ont été identifiés comme générateurs du vieillissement : la température, la plage de SoC, le courant et la « charge throughput »(quantité de charge fournie par la batterie). Le plan d'expérience a impliqué la réalisation de 12 essais de vieillissement accéléré en combinant différentes valeurs des facteurs identifiés. Les cellules ont été cyclées pendant 9 mois ou fin de vie (perte de plus de 20% de capacité). Un suivi régulier des caractéristiques (capacité, impédance) a été réalisé toutes les 6 semaines environ. Les essais de vieillissement ont été réalisés sur trois chimies d'électrode positive différentes (toutes les trois avec une négative graphite) :

- 1. SAFT 6.5Ah, NCA (lamellaire)
- 2. LGCHEM 5.3Ah, LMO-NMC (spinel/lamellaire)
- 3. LifeBATT 8Ah, LFP (olivine)

J'ai commencé l'analyse des données des cellules SAFT et LGCHEM. Cette analyse s'est montrée plus complexe que prévue et ce travail a été reporté. Le principal problème concernant ces mesures semble être l'influence du contrôle de la température de cyclage. En effet, les campagnes de vieillissement se sont déroulées dans des laboratoires différents, en utilisant des enceintes climatiques de tailles différentes et avec ou sans ventilation selon le laboratoire. À titre d'exemple, les évolutions des capacités des cellules LGCHEM sont montrées dans sur figure 3.1. Dans cet exemple nous pouvons dans un premier temps comparer des couples d'essais qui diffèrent d'un seul facteur à la fois, cette vérification nous permet de mesurer les effet directs de chaque facteur (température, plage de SoC, courant et charge throughput). Si nous comparons par exemple les essais *LRCS3* et *EIGSI1*, où tous les facteurs sauf le courant sont identiques, l'essai à faible courant (EIGSI1, 54A) fait vieillir les batteries plus rapidement que celui à fort courant (LRCS3, 108A).

### 3.1.2 Projet SIMCAL

L'objectif du projet SIMCAL était de caractériser et modéliser le vieillissement calendaire des batteries. Le plan d'expérience comportait 6 batteries Li-ion (cf. table 3.1). Les batteries ont été stockées à 3 températures



FIGURE 3.1 - Évolution de la capacité des cellules LGCHEM dans le projet SIMSTOCK

différentes : 30, 45 et 60°C et à trois niveaux de SoC : 30, 65 et 100%. Un suivi régulier des caractéristiques (capacité, impédance) a été réalisé tous les 2 à 3 mois, selon les conditions de vieillissement.

marque	capacité nominale	électrode positive
SAFT	6.5Ah	NCA
Kokam	12Ah	NMC
LGCHEM	5.3Ah	LMO-NMC
LifeBATT	8Ah	LFP
LifeBATT	15Ah	LFP
A123	2.3Ah	LFP

TABLE 3.1 - Cellules lithium-ion étudiées dans le projet SIMCAL

À la fin du test de suivi des caractéristiques une mise à SoC de stockage a été réalisée. Cette mise à SoC comprenait deux parties :

- 1. charge complète : charge à courant constant (1C) jusqu'à la tension maximale de la batterie suivie d'un maintien à cette tension jusqu'à ce que le courant diminue à C/20.
- 2. décharge partielle avec un courant de 1C pendant 42 minutes (0.7 h) pour les cellules « 30% SoC », 21 minutes pour les cellules « 65% SoC ». Il n'y a pas de décharge partielle pour les cellules « 100% SoC ».

À noter que les paramètres du protocole de test de suivi restaient constants pour une même technologie de batterie tout le long du projet, indépendamment de la perte de capacité des éléments :

Par exemple, si nous considérons les cellules Kokam 12Ah : elles ont toujours été chargées et déchargées à 12A (1C). Les décharges partielles en fin de test étaient de plus en plus profondes au fur et mesure que les éléments vieillissaient. Ainsi, un élément « 30% SoC » qui a déjà perdu 10% de capacité (10.8Ah) sera

déchargé de 8.4Ah en fin de test de suivi, il sera alors stocké à 22.2% à la place d'être stocké à 30% SoC. Cette modification des conditions expérimentales perturbe les résultats. En particulier on peut s'attendre à un moindre vieillissement puisque à priori si le SoC diminue le vieillissement est ralenti.

En conséquence, <u>le facteur SoC du projet SIMCAL ne doit pas être considéré constant</u> dans le plan d'expérience. Les facteurs qui peuvent être considérés constants sont **température** et **profondeur de décharge (en Ah**).

# 3.2 Modélisation du vieillissement : Modèle d'Eyring

Le modèle d'Eyring a été utilisé au sein du Laboratoire Ampère pour la modélisation du vieillissement de supercondensateurs [41, 42]. Dans l'approche fiabilité, la grandeur à modéliser est le temps d'apparition de défaillance,  $\tau$ . Pour comprendre le fonctionnement des lois d'Eyring nous pouvons partir du raisonnement présenté par le NIST - SEMATECH [43] :

Les mécanismes menant à la dégradation d'un système (qu'il soit mécanique, électronique ou électrochimique) reposent sur (ou sont équivalents à) des réactions chimiques.

La vitesse d'une réaction chimique est dépendante de la température selon la loi d'Arrhenius 3.1 :

$$v_{Arrhenius}(T) = A' \exp(\frac{-E_a}{kT})$$
(3.1)

Le **temps d'apparition d'une défaillance** est inversement proportionnel à la vitesse moyenne de la réaction chimique 3.2 :

$$\tau_{Arrhenius}(T) = \frac{1}{A \exp(\frac{-E_a}{kT})}$$
(3.2)

Enfin le **facteur d'accélération** est le rapport entre les temps d'apparition de défaillance à deux températures différentes 3.3 :

$$AF(T) = \frac{\tau_1}{\tau_2} = \frac{A \exp(\frac{-E_a}{kT_2})}{A \exp(\frac{-E_a}{kT_1})} = \exp[\frac{E_a}{k}(\frac{1}{T_1} - \frac{1}{T_2})]$$
(3.3)

La loi proposée par Henry Eyring étend la loi d'Arrhenius à d'autres facteurs d'accélération des réactions chimiques. Par exemple, pour deux facteurs de stress  $(S_1 \text{ et } S_2)$  la loi d'Eyring pour le temps de défaillance a la forme de l'équation 3.4. Cette équation est souvent simplifiée en choisissant un cas particulier où le paramètre n est égal à zéro et où les facteurs de stress sont indépendants de la température (cf.3.5).

$$\tau = AT^n \exp\left[\frac{E_a}{kT} + (B_1 + \frac{C_1}{T})S_1 + (B_2 + \frac{C_2}{T})S_2\right]$$
(3.4)

$$\tau = A \exp(\frac{E_a}{kT} + B_1 S_1 + B_2 S_2) \tag{3.5}$$

### 3.2.1 Adaptation du modèle Eyring aux lois d'évolution temporelle

L'évolution temporelle des caractéristiques des batteries lithium ion est souvent modélisée par une courbe en racine carrée du temps [44].

Considérons l'évolution temporelle d'un paramètre y (éq. 3.6) en fonction du temps (t), de la température (T) et deux autres contraintes  $(S_1 \text{ et } S_2)$ . Si les mécanismes intervenant sur le vieillissement sont toujours les mêmes, la fonction d'évolution peut être le produit d'une fonction de forme (f(t)) et d'un coefficient de vitesse  $(C_v)$  (éq. 3.7). Enfin, le coefficient de vitesse peut être modélisé avec une loi d'Eyring avec l'équation 3.8.

$$y(t) = e(t, T, S_1, S_2)$$
(3.6)

$$y(t, T, S_1, S_2) = C_v(T, S_1, S_2)f(t)$$
(3.7)

$$C_v(T, S_1, S_2) = A \exp\left[\frac{-E_a}{kT} + BS_1 + BS_2\right]$$
(3.8)

# 3.3 Résultats obtenus sur les cellules LGCHEM pour le projet SIMCAL

### 3.3.1 Vieillissement en fonction du SoC et de la température

J'ai modélisé le vieillissement des batteries LGCHEM du projet SIMCAL, en particulier l'évolution de la capacité en fonction du temps et des conditions de stockage. Dans un premier temps j'ai utilisé comme facteurs de vieillissement les conditions nominales des facteurs T et SoC.

Le modèle de vieillissement pour la capacité devient, par adaptation des équations 3.7 et 3.8 le suivant :

$$Q_L = C_v f(t) \tag{3.9}$$

$$C_v = A \exp\left[\frac{-E_a}{kT} + BSOC\right] \tag{3.10}$$

Des outils MATLAB ont été développés pour le calcul des coefficients A,  $E_a$  et B. Ces outils permettent de choisir une fonction d'évolution f(t) du type  $t^{\alpha}$ .



FIGURE 3.2 – Fitting linéaire ( $\alpha = 1$ ) des pertes de capacité de cellules LCHCHEM dans le projet SIMCAL

La première étape du traitement de données consiste à réaliser un fitting du type  $t^{\alpha}$  des mesures de suivi de capacité (figure 3.2). Sur cette figure nous pouvons remarquer l'influence du SoC en prenant les essais d'une même température : Prenons par exemple les résultats à 60° C, marqués dans la figure 3.2 « 1 », « 2 »et « 3 »pour les états de charge 30%, 65% et 100% respectivement. Les batteries perdent environ 0.091% de capacité par

jour si elles sont stockées à 30% de SoC tandis que les pertes de capacité sont de 0.226 et 0.660 %/jour pour les deux autres niveaux de SoC.

La deuxième étape consiste à identifier les paramètres du modèle d'Eyring (éq. 3.10) avec une régression par moindres carrés. Le résultat donne une surface de variation du coefficient de vitesse  $C_v$  (figure 3.2).



FIGURE 3.3 – Valeurs de Cv en fonction des facteurs de vieillissement (T, SoC)

Les valeurs de coefficients A,  $E_a$  et B pour  $\alpha = 1$  et  $\alpha = 0.5$  sont présentés dans la table 3.2. Les valeurs des coefficients  $E_a$  et B obtenus sont assez proches pour les deux valeurs de  $\alpha$  choisies. Par contre nous pouvons remarquer qu'un faible changement dans les coefficients  $E_a$  et B produit un grand changement du coefficient A.

α	$A[A \cdot h \cdot s^{\alpha}]$	$E_a[eV]$	В
1	$3.63\cdot10^{11}$	0.734	0.024
0.5	$6.46\cdot 10^9$	0.543	0.018

TABLE 3.2 – Valeurs des coefficients du modèle ob	tenu
---	------

### 3.3.2 Prise en compte de l'évolution du SoC

Les mises à SoC des cellules dans le projet SIMCAL se font en déchargeant toujours la même quantité d'Ah sans prendre en compte la perte de capacité. Ainsi Pour LGCHEM (5.3Ah), la mise à SoC 100 est une charge complète (CCCV), et les mises à SoC 65 et 30 sont des charges complètes suivie d'une décharge 1.855

et 3.710 Ah respectivement. Par exemple une batterie « SoC 30 », qui a déjà perdu 10% de capacité au checkUp n, sera mise à SoC réel de stockage de 22%, comme expliqué à la page 15. Pour prendre en compte cet effet et aussi l'effet de l'autodécharge il a été proposé de substituer dans la loi Eyring le facteur SOC par le facteur  $Q_a$ , capacité disponible (éq. 3.11). En prenant en compte les relations entre la capacité initiale  $Q_0$ , la perte de capacité  $Q_L$ , la quantité de charge déchargée lors de la mise à SoC  $Q_d$  et la quantité de charge disponible  $Q_a$  (3.12 à 3.14), et après quelques manipulations, je suis arrivé à l'équation 3.15, qui peut être exprimé dans une autre forme (équation 3.16).

$$Q_L = A_a e^{(\frac{-E_a}{kT})} e^{(B_a Q_a)} f(t)$$
(3.11)

$$Q = Q_0 - Q_L \tag{3.12}$$

$$Q_a = Q - Q_d \tag{3.13}$$

$$Q_a = Q_0 - Q_L - Q_d (3.14)$$

$$Q_L = A_a e^{\left(\frac{-E_a}{kT}\right)} e^{\left[B_a(Q_0 - Q_L - Q_d)\right]} f(t)$$
(3.15)

$$Q_L e^{(BQ_L)} = A e^{(\frac{-E_a}{kT})} e^{(-BQ_d)} f(t)$$
(3.16)

avec :

$$A = A_a e^{(BQ_0)} et B = B_a;$$

La résolution de cette équation n'est pas triviale : la fonction W de Lambert doit être utilisée. Par définition [45], la fonction de Lambert est la fonction qui satisfait la relation 3.17. En choisissant  $W = BQ_L$ , la solution à l'équation 3.16 peut s'exprimer comme l'équation 3.18 :

$$W(z)e^{W(z)} = z$$
 (3.17)

$$Q_L = \frac{W_0(Ae^{(\frac{-E_a}{kT})}e^{(-BQ_d)}f(t))}{B}$$
(3.18)

L'utilisation de la fonction W de Lambert suppose une difficulté additionnelle : L'identification des paramètres du modèle  $(A, E_a, B)$  n'est plus possible par moindres carrés d'une façon directe. J'ai alors proposé de résoudre le problème inverse :

$$f(t) = A^{-1} e^{\left(\frac{E_a}{kT}\right)} e^{(BQ_d)} Q_L e^{(BQ_L)}$$
(3.19)

Si la fonction d'évolution de la perte de capacité choisie est une puissance du temps  $(f(t) = t^{\alpha})$ :

$$\Rightarrow t = \sqrt[\alpha]{A^{-1}e^{\left(\frac{E_a}{kT}\right)}e^{\left(BQ_d\right)}Q_Le^{\left(BQ_L\right)}}$$
(3.20)

Les paramètres peuvent être identifiés avec une régression par moindres carrés dans le plan logarithmique :

$$ln(t) = \frac{1}{\alpha} (-ln(A) + \frac{E_a}{kT} + ln(Q_L) + B(Q_d + Q_L))$$
(3.21)

Cette régression multiple nous fournit les valeurs optimales de paramètres A,  $E_a$  et B (avec  $\alpha$  choisie au préalable, typiquement 1 ou 0.5).

# 3.4 Comparaison des deux modèles

Les résultats des deux modèles proposés ont été comparés (cf. figure 3.4). Pour le modèle à SoC constant la valeur de  $\alpha$  choisie est 0.5, ce qui donne une évolution du type « racine carrée du temps ». Cette valeur a été utilisée dans des nombreuses études de vieillissement [44, 46, 47, 48, 49, 50]. Pour le modèle qui prend en compte  $Q_a$  (capacité disponible) la valeur de  $\alpha$  choisie est 1. De cette façon la décélération de la perte de capacité est directement prise en charge par la fonction de Lambert.

Les résultats sur les deux modèles sont similaires, et ils peuvent être améliorés. Voici quelques pistes d'amélioration :

- découplage capacité-impédance : en effet, l'augmentation de l'impédance a un impact sur les mesures de capacité. Le protocole de test réalise la mesure de la capacité avec une décharge à courant constant (1C) jusqu'à atteindre la tension minimale admissible de la batterie, si l'impédance de la batterie augmente, cette tension sera atteinte plus tôt.
- 2. interaction entre le facteur température (T) et le facteur SOC (ou  $Q_a$ ) : le modèle d'Eyring peut être complété par une intération entre les facteurs de vieillissement (cf. éq 3.4).
- 3. prise en compte de l'auto-décharge : l'auto-décharge n'a pas été intégrée au modèle parce qu'elle est très difficile à estimer avec le protocole de test utilisé. Le protocole de test commence par une décharge complète à 1C (limitée par tension). La capacité résiduelle ainsi mesurée est fortement influencée par le SoC et l'impédance de la batterie. Une estimation de l'auto-décharge par mesure de l'OCV semble remédier ce problème, malgré qu'il s'agisse d'une mesure indirecte.



FIGURE 3.4 – Évolution de la capacité des éléments LGCHEM. En rouge : mesures réalisées, en vert : modèle en prenant le SoC comme facteur, en bleu : modèle en prenant la capacité disponible comme facteur.

### Conclusion

Le travail réalisé durant cette première année de thèse peut être séparé en trois volets : étude bibliographique, expérimentation et traitement de données.

L'étude bibliographique m'a permis de comprendre le fonctionnement des batteries Lithium-ion, d'apprendre les principaux mécanismes menant à la dégradation de leurs caractéristiques et de connaître quelques méthodes pour modéliser leur comportement et leur vieillissement.

Le volet expérimental a été consacré à la mise en place des tests permettant les analyses du type ICA/DVA. Cette partie n'a pas été rapportée dans ce document parce qu'aucun résultat ne s'en dégage pour le moment. Ce type d'analyses pourront être d'un grand intérêt parce qu'elles peuvent nous aider à identifier quels sont les mécanismes ayant intervenu dans le vieillissement d'une batterie sans faire appel à des analyses chimiques très coûteuses.

Concernant le traitement de données, une prise en main des résultats issus des projets SIMSTOCK et SIMCAL a été réalisée. D'une part, cette prise en main a dévoilé la difficulté à exploiter les résultats du projet SIMSTOCK.

D'autre part, les données SIMCAL ont été exploitées pour aboutir au développement d'un modèle de vieillissement calendaire du type Eyring. Ce modèle essaye de prédire l'évolution temporelle de la capacité de la batterie en fonction des deux facteurs : température et SoC. Il diffère des modèles de durée de vie, qui prédissent le moment où la batterie aura perdu une quantité de capacité connue au préalable. Les paramètres de ce modèle ont été identifiés pour les cellules LGCHEM et les outils développés permettront d'identifier ces paramètres pour les autres technologies testées dans le projet.

Pour la suite, le modèle développé devra être validé et amélioré : quelques pistes d'amélioration sont énumérées dans la section 3.4. Ce modèle devra être couplé avec un modèle de vieillissement en cyclage, et la combinaison des deux modes vieillissement devra être validée.

La suite des travaux pour les deux dernières années de thèse comprendra notamment une partie expérimentale et une partie d'interprétation de données. Bien sûr, il faudra assurer une veille bibliographique sur des travaux similaires.

Concernant la partie expérimentale, je proposerai un plan d'expérience qui permette de répondre aux questions suivantes :

- Quelle est le vieillissement en cyclage des batteries en profil "véhicule électrique" (le projet SIMSTOCK était en fait orienté à l'application véhicule hybride).
- Quelles sont les interactions entre les mécanismes de dégradation présents sur les deux modes de vieillissement possibles (cyclage et calendaire) ? Cela nous permettra de prédire le vieillissement d'une batterie qui subit une succession de modes de fonctionnement variable : cycle urbain, routier, charge de la batterie ou repos...
- Le vieillissement calendaire dépend-t-il du SoC (%), de la capacité disponible (Ah) ou de la capacité déchargée (Ah depuis le SoC 100%) ?

De plus, le protocole de test de suivi des caractéristiques devra être révisé pour empêcher le couplage capacitéimpédance.

La partie interprétation de données comprendra les parties suivantes :

Δ

- Établissement des lois d'augmentation de l'impédance en vieillissement calendaire.
- Établissement des lois de vieillissement pour le cyclage "véhicule électrique", pour la capacité et pour l'impédance.
- Modèle de vieillissement combiné (calendaire + cyclage).
- Intégration des lois de vieillissement dans les paramètres du module Batterie de la bibliothèque de simulation VEHLIB.
- En effet, je proposerai ce planning :

#### été 2014 :

- mise au point du plan d'expérience et définition des tests de suivi (premiers tests).

#### septembre 2014 :

- début de la campagne de vieillissement pour 9 mois.
- mise au point d'outils, tests des modèles différents (Eyring, autres...) avec ou sans interaction entre facteurs,...

#### printemps 2015 :

- premiers résultats,
- plan d'expérience pour la validation et la correction si le plan d'expérience s'avérait incomplet,

#### fin 2015, jusqu'à la fin de la thèse :

- valorisation (rapport de thèse, publications, communications...)
- en fonction du temps restant : développement d'un banc HIL

# Contexte

AMESIM Logiciel de simulation développé par la socièté LMS.

ERC GEST Équipe de Recherche Commune Gestion Énergie et Stockage pour les Transports

- IFSTTAR Institut français des sciences et technologies des transports, de l'aménagement et des réseaux
- LTE Laboratoire Transports et Environnement
- MOBICUS Application des MOdèles de Batteries Intégrant le couplage entre vieillissement Calendaire et USage
- SIMCAL Étude et modélisation du vieillissement calendaire des batteries NiMH et Li-Ion embarquées dans des véhicules routiers.
- **SIMSTOCK** Modélisation du comportement de systèmes de stockage d'énergie embarqués pour véhicules routiers.

VEH (équipe) Véhicules Électriques et Hybrides, équipe du LTE.

**VEHLIB** Environnement de simulation développé par l'équipe VEH.

# Électrochimie

Anion ion de charge négative, p.ex. :  $SO_4^{-2}$ .

Anode partie qui s'oxyde, qui perd des électrons.

Cathode partie qui se réduit, qui gagne des électrons.

**Cation** ion de charge positive, p.ex. :  $Li^+$ .

**Oxydant** substance qui fait qu'une autre substance s'oxyde.

Oxydation perdre des électrons.

Réductant substance qui fait qu'une autre substance se réduise.

Réduction gagner des électrons.

# **Batteries**

Batterie Association de plusieurs cellules.

Capacité Quantité de charge qui peut être extraite d'une cellule, mesurée en Ah.

**C-rate, taux de charge (décharge)** Courant de charge (décharge) rapporté à la capacité nominale de la batterie. Il est mesuré en C : la décharge d'une batterie à 1C durera une heure, deux heures si elle est déchargée à C/2, etc.
- **Cellule** Unité électrochimique indivisible. Composé de : deux électrodes, électrolyte et deux collecteurs de courant.
- Durée de vie Période de temps d'utilisation possible d'une batterie.
- Électrode composite Ensemble formé par l'électrode (matière active), le collecteur, le liant mécanique et le conducteur électronique.
- LFP Abréviation pour l'électrode lithium fer phosphate ( $LiFePO_4$ ).
- **Li-ion** Abréviation pour lithium ion.
- **LMO** Abréviation pour l'électrode oxyde manganèse spinelle ( $LiMn_2O_4$ ).
- **LTO** Abréviation pour l'électrode lithium-titanate ( $Li_4Ti_5O_{12}$ ).
- NCA Abréviation pour l'électrode lithium nickel-cobalt-aluminium ( $LiNi_{0.8}Co_{0.15}Al_{0.05}O_2$ ).

Ni-Cd Abréviation pour nickel cadmium.

- Ni-MH Abréviation pour nickel métal hydrure métallique.
- **NMC** Abréviation pour l'électrode lithium nickel-manganèse-cobalt ( $LiNi_xMn_yCo_z$ ).
- **OCV** *Open Circuit Voltage*, tension de la batterie lorsqu'elle est au repos. Elle est fonction de l'état de charge (SoC) et dans une moindre mesure de la température.
- **SEI** Solid Electrolyte Interface.
- **SoC** *State of Charge*, état de charge de la batterie, quantité de charge qu'on peut extraire d'une batterie par rapport à sa capacité.

#### **Bibliographie**

- [1] T. Reddy, Linden's handbook of batteries. New York : McGraw-Hill, 2011. (Cité en pages 4, 5 et 10).
- [2] T. Ohzuku and A. Ueda, "Why transition metal (di) oxides are the most attractive materials for batteries," *Solid State Ionics*, vol. 69, no. 3–4, pp. 201 – 211, 1994. (Cité en page 5).
- [3] D. Aurbach, Nonaqueous electrochemistry. New York : Marcel Dekker, 1999. (Cité en page 5).
- [4] T. Ohzuku and R. J. Brodd, "An overview of positive-electrode materials for advanced lithium-ion batteries," *Journal of Power Sources*, vol. 174, no. 2, pp. 449 – 456, 2007. 13th International Meeting on Lithium Batteries. (Cité en pages 5 et 7).
- [5] J. B. Goodenough and Y. Kim, "Challenges for rechargeable li batteries," *Chemistry of Materials*, vol. 22, no. 3, pp. 587–603, 2010. (Cité en page 6).
- [6] D. Aurbach, Y. Talyosef, B. Markovsky, E. Markevich, E. Zinigrad, L. Asraf, J. S. Gnanaraj, and H.-J. Kim, "Design of electrolyte solutions for li and li-ion batteries : a review," *Electrochimica Acta*, vol. 50, no. 2–3, pp. 247 254, 2004. Polymer Batteries and Fuel Cells :Selection of Papers from First International Conference. (Cité en pages 6 et 13).
- [7] S. Zhang, T. Jow, K. Amine, and G. Henriksen, "Lipf6–ec–emc electrolyte for li-ion battery," *Journal of Power Sources*, vol. 107, no. 1, pp. 18 23, 2002. (Cité en page 6).
- [8] V. Agubra and J. Fergus, "Lithium ion battery anode aging mechanisms," *Materials*, vol. 6, no. 4, pp. 1310–1325, 2013. (Cité en pages 6 et 8).
- [9] C. Delacourt, "Vieillissement des batteries lithium-ion." SIMSTOCK, jun 2008. (Cité en pages 6, 8 et 10).
- [10] J. Vetter, P. Novák, M. Wagner, C. Veit, K.-C. Möller, J. Besenhard, M. Winter, M. Wohlfahrt-Mehrens, C. Vogler, and A. Hammouche, "Ageing mechanisms in lithium-ion batteries," *Journal of Power Sources*, vol. 147, no. 1 - 2, pp. 269 – 281, 2005. (Cité en pages 6, 8 et 10).
- [11] automobile propre.com, "Chiffres de vente & immatriculations de voitures électriques en france." http://www.automobile-propre.com/dossiers/voitures-electriques/ chiffres-vente-immatriculations-france/, 2013. Last Accessed : 2013-11-22. (Cité en page 7).
- [12] bluecar.fr, "Les batteries Imp (lithium mÉtal polymÈre) une batterie Électrique haute performance." http://www.bluecar.fr/fr/pages-innovation/batterie-lmp.aspx, 2013. Last Accessed: 2013-11-22. (Cité en page 7).
- [13] I. Belharouak, G. M. K. Jr., and K. Amine, "Electrochemistry and safety of li4ti5012 and graphite anodes paired with limn204 for hybrid electric vehicle li-ion battery applications," *Journal of Power Sources*, vol. 196, no. 23, pp. 10344 – 10350, 2011. (Cité en pages 7 et 9).
- [14] N. Takami, H. Inagaki, Y. Tatebayashi, H. Saruwatari, K. Honda, and S. Egusa, "High-power and longlife lithium-ion batteries using lithium titanium oxide anode for automotive and stationary power applications," *Journal of Power Sources*, vol. 244, no. 0, pp. 469 – 475, 2013. 16th International Meeting on Lithium Batteries (IMLB). (Cité en pages 7 et 9).

6

- [15] toshiba.co.jp, "Toshiba 's scibtm rechargeable battery selected by mitsubishi motors for new electric vehicles." http://www.toshiba.co.jp/about/press/2011\_06/pr1603.htm, 2011. Last Accessed : 2013-12-17. (Cité en page 7).
- [16] D. Choi, W. Wang, V. V. Viswanathan, and G. Z. Yang, "Low cost, long cycle life, li-ion batteries for stationary applications," nov 2010. (Cité en page 7).
- [17] S. Lux, I. Lucas, E. Pollak, S. Passerini, M. Winter, and R. Kostecki, "The mechanism of {HF} formation in lipf6 based organic carbonate electrolytes," *Electrochemistry Communications*, vol. 14, no. 1, pp. 47 – 50, 2012. (Cité en page 7).
- [18] E. Peled, D. Golodnitsky, and G. Ardel, "Advanced model for solid electrolyte interphase electrodes in liquid and polymer electrolytes," *Journal of The Electrochemical Society*, vol. 144, no. 8, pp. L208–L210, 1997. (Cité en page 8).
- [19] P. Verma, P. Maire, and P. Novák, "A review of the features and analyses of the solid electrolyte interphase in li-ion batteries," *Electrochimica Acta*, vol. 55, no. 22, pp. 6332 – 6341, 2010. (Cité en page 8).
- [20] N. Legrand, B. Knosp, P. Desprez, F. Lapicque, and S. Rael, "Physical characterization of the charging process of a li-ion battery and prediction of li plating by electrochemical modelling," *Journal of Power Sources*, vol. 245, no. 0, pp. 208 – 216, 2014. (Cité en page 9).
- [21] R. Spotnitz and J. Franklin, "Abuse behavior of high-power, lithium-ion cells," *Journal of Power Sources*, vol. 113, no. 1, pp. 81 100, 2003. (Cité en page 9).
- [22] M. Majima, S. Ujiie, E. Yagasaki, K. Koyama, and S. Inazawa, "Development of long life lithium ion battery for power storage," *Journal of Power Sources*, vol. 101, no. 1, pp. 53 – 59, 2001. (Cité en page 9).
- [23] K. Wu, J. Yang, Y. Zhang, C. Wang, and D. Wang, "Investigation on li4ti5o12 batteries developed for hybrid electric vehicle," *Journal of Applied Electrochemistry*, vol. 42, no. 12, pp. 989–995, 2012. (Cité en page 9).
- [24] I. Bloom, S. A. Jones, V. S. Battaglia, G. L. Henriksen, J. P. Christophersen, R. B. Wright, C. D. Ho, J. R. Belt, and C. G. Motloch, "Effect of cathode composition on capacity fade, impedance rise and power fade in high-power, lithium-ion cells," *Journal of Power Sources*, vol. 124, no. 2, pp. 538 550, 2003. PNGV, FreedomCAR. (Cité en pages 10 et 12).
- [25] S. Watanabe, M. Kinoshita, and K. Nakura, "Capacity fade of lini(1-x-y)coxalyo2 cathode for lithiumion batteries during accelerated calendar and cycle life test. i. comparison analysis between lini(1-xy)coxalyo2 and licoo2 cathodes in cylindrical lithium-ion cells during long term storage test," *Journal* of Power Sources, vol. 247, no. 0, pp. 412 – 422, 2014. NCA vs LCO ageing, calendar and cycle. SEI formation on both cathodes, cubic layer (rock salt) is thicker in LCO. (Cité en page 10).
- [26] D. Abraham, R. Twesten, M. Balasubramanian, I. Petrov, J. McBreen, and K. Amine, "Surface changes on lini0.8co0.2o2 particles during testing of high-power lithium-ion cells," *Electrochemistry Communications*, vol. 4, no. 8, pp. 620 – 625, 2002. (Cité en page 10).
- [27] M. Wohlfahrt-Mehrens, C. Vogler, and J. Garche, "Aging mechanisms of lithium cathode materials," *Journal of Power Sources*, vol. 127, no. 1-2, pp. 58 64, 2004. Eighth Ulmer Electrochemische Tage. (Cité en page 10).
- [28] Y. Gao and J. Dahn, "Correlation between the growth of the 3.3 v discharge plateau and capacity fading in li1+xmn2-xo4 materials," *Solid State Ionics*, vol. 84, no. 1–2, pp. 33–40, 1996. (Cité en page 10).
- [29] K. Amine, J. Liu, and I. Belharouak, "High-temperature storage and cycling of c-lifepo4/graphite li-ion cells," *Electrochemistry Communications*, vol. 7, no. 7, pp. 669 673, 2005. (Cité en page 10).
- [30] M. Koltypin, D. Aurbach, L. Nazar, and B. Ellis, "More on the performance of lifepo4 electrodes—the effect of synthesis route, solution composition, aging, and temperature," *Journal of Power Sources*, vol. 174, no. 2, pp. 1241 1250, 2007. <ce :title>13th International Meeting on Lithium Batteries</ce :title>. (Cité en pages 10 et 13).

- [31] T.-F. Yi, L.-J. Jiang, J. Shu, C.-B. Yue, R.-S. Zhu, and H.-B. Qiao, "Recent development and application of li4ti5012 as anode material of lithium ion battery," *Journal of Physics and Chemistry of Solids*, vol. 71, no. 9, pp. 1236 – 1242, 2010. (Cité en page 12).
- [32] Y.-B. He, B. Li, M. Liu, C. Zhang, W. Lv, C. Yang, J. Li, H. Du, B. Zhang, Q.-H. Yang, J.-K. Kim, and F. Kang, "Gassing in li4ti5012-based batteries and its remedy," *Sci. Rep.*, vol. 2, pp. –, 2012. (Cité en page 12).
- [33] Y.-D. Cho, G. T.-K. Fey, and H.-M. Kao, "The effect of carbon coating thickness on the capacity of lifepo4/c composite cathodes," *Journal of Power Sources*, vol. 189, no. 1, pp. 256 – 262, 2009. Selected Papers presented at the 14th INTERNATIONAL MEETING ON LITHIUM BATTERIES (IMLB-2008). (Cité en page 12).
- [34] N. Dupré, J.-F. Martin, J. Degryse, V. Fernandez, P. Soudan, and D. Guyomard, "Aging of the lifepo4 positive electrode interface in electrolyte," *Journal of Power Sources*, vol. 195, no. 21, pp. 7415 7425, 2010. (Cité en page 12).
- [35] K. Amine, J. Liu, S. Kang, I. Belharouak, Y. Hyung, D. Vissers, and G. Henriksen, "Improved lithium manganese oxide spinel/graphite li-ion cells for high-power applications," *Journal of Power Sources*, vol. 129, no. 1, pp. 14 – 19, 2004. Selected papers presented at the conference High Energy Density Electrochemical Power Sources. (Cité en pages 12 et 13).
- [36] D. Wang, C. Zhang, Y. Zhang, J. Wang, and D. He, "Synthesis and electrochemical properties of la-doped li4ti5o12 as anode material for li-ion battery," *Ceramics International*, vol. 39, no. 5, pp. 5145 5149, 2013. (Cité en page 12).
- [37] S. B. Chikkannanavar, D. M. Bernardi, and L. Liu, "A review of blended cathode materials for use in li-ion batteries," *Journal of Power Sources*, vol. 248, no. 0, pp. 91 – 100, 2014. (Cité en page 12).
- [38] M. Fu, K. Huang, S. Liu, J. Liu, and Y. Li, "Lithium difluoro(oxalato)borate/ethylene carbonate + propylene carbonate + ethyl(methyl) carbonate electrolyte for limn2o4 cathode," *Journal of Power Sources*, vol. 195, no. 3, pp. 862 – 866, 2010. (Cité en page 13).
- [39] B.-T. Yu, W.-H. Qiu, F.-S. Li, and L. Cheng, "Comparison of the electrochemical properties of libob and lipf6 in electrolytes for limn2o4/li cells," *Journal of Power Sources*, vol. 166, no. 2, pp. 499 – 502, 2007. (Cité en page 13).
- [40] H. Zhou, Z. Fang, and J. Li, "Lipf6 and lithium difluoro(oxalato)borate/ethylene carbonate + dimethyl carbonate + ethyl(methyl)carbonate electrolyte for li4ti5o12 anode," *Journal of Power Sources*, vol. 230, no. 0, pp. 148 154, 2013. (Cité en page 13).
- [41] P. Kreczanik, Étude de la fiabilité et du vieillissement d'un système de stockage par supercondensateurs pour l'alimentation partielle et ponctuelle d'un trolleybus gree à la récupération de l'énergie de freinage. Approche du composant au système de stockage. PhD thesis, UNIVERSITE CLAUDE BERNARD LYON 1, 2011. (Cité en page 16).
- [42] P. Venet, "Amélioration de la sûreté de fonctionnement des dispositifs de stockage d'énergie." Mémoire d'Habilitation à Diriger les Recherches, 2007. (Cité en page 16).
- [43] M. Natrella and al., NIST/SEMATECH e-handbook of statistical methods, 2010. (Cité en page 16).
- [44] R. Spotnitz, "Simulation of capacity fade in lithium-ion batteries," *Journal of Power Sources*, vol. 113, no. 1, pp. 72 80, 2003. (Cité en pages 16 et 20).
- [45] R. Corless, G. Gonnet, D. Hare, D. Jeffrey, and D. Knuth, "On the lambert w function," Advances in Computational Mathematics, vol. 5, no. 1, pp. 329–359, 1996. (Cité en page 19).
- [46] I. Bloom, B. Cole, J. Sohn, S. Jones, E. Polzin, V. Battaglia, G. Henriksen, C. Motloch, R. Richardson, T. Unkelhaeuser, D. Ingersoll, and H. Case, "An accelerated calendar and cycle life study of li-ion cells," *Journal of Power Sources*, vol. 101, no. 2, pp. 238 – 247, 2001. PNGV. (Cité en page 20).
- [47] R. Wright, C. Motloch, J. Belt, J. Christophersen, C. Ho, R. Richardson, I. Bloom, S. Jones, V. Battaglia, G. Henriksen, T. Unkelhaeuser, D. Ingersoll, H. Case, S. Rogers, and R. Sutula, "Calendar- and cyclelife studies of advanced technology development program generation 1 lithium-ion batteries," *Journal of Power Sources*, vol. 110, no. 2, pp. 445 – 470, 2002. PNGV. (Cité en page 20).

- [48] M. Broussely, S. Herreyre, P. Biensan, P. Kasztejna, K. Nechev, and R. Staniewicz, "Aging mechanism in li ion cells and calendar life predictions," *Journal of Power Sources*, vol. 97–98, no. 0, pp. 13 – 21, 2001. Proceedings of the 10th International Meeting on Lithium Batteries. (Cité en page 20).
- [49] M. Ecker, J. B. Gerschler, J. Vogel, S. Käbitz, F. Hust, P. Dechent, and D. U. Sauer, "Development of a lifetime prediction model for lithium-ion batteries based on extended accelerated aging test data," *Journal* of *Power Sources*, vol. 215, no. 0, pp. 248 – 257, 2012. (Cité en page 20).
- [50] A. Barré, B. Deguilhem, S. Grolleau, M. Gérard, F. Suard, and D. Riu, "A review on lithium-ion battery ageing mechanisms and estimations for automotive applications," *Journal of Power Sources*, vol. 241, no. 0, pp. 680 689, 2013. (Cité en page 20).



Ecole Centrale de Lyon - INSA de Lyon – Université Claude Bernard Lyon 1

## Laboratoire Ampère

Unité Mixte de Recherche du CNRS - UMR 5005

Génie Electrique, Electromagnétisme, Automatique, Microbiologie environnementale et Applications

## *Mémoire doctorant 1<sup>ère</sup> année* 2013 -2014

Nom - Prénom	SCHAEP Thomas	
Titre de la thèse	Conception et commande optimale d'une architecture hybride hydraulique de reach stacker pour une meilleure efficacité énergétique	
Directeur de thèse	MARQUIS-FAVRE Wilfrid	
Co- encadrants	BIDEAUX Eric	
Dpt. de rattachement	MIS	
Date début des travaux	02/09/2013	
Type de financement	Convention industrielle - Société Terex Cranes	



## Sommaire

I. Ir	ntroduction et contexte	1
А.	Origine du projet	1
B.	Objectifs de la thèse	1
C.	Machine de référence	2
1.	Chaîne de transmission	4
2.	Equipements hydrauliques	4
II. E	tat de l'art	5
A.	Transmissions hybrides - différentes topologies	5
1.	Architecture série	6
2.	Architecture parallèle	8
3.	Architecture mixte	9
B.	Chaîne d'actionnement hydraulique	.10
C.	Conclusion	.13
III. N	Iodélisation et analyse énergétique	.13
A.	Choix de la modélisation bond graph	.13
B.	Méthode et modélisation	.14
1.	Modélisation multicorps	.15
2.	Modélisation de la CdT	.15
3.	Modélisation du circuit hydraulique	.17
C.	Analyse énergétique	18
1.	Cycle typique d'utilisation	18
2.	Chaîne de transmission	.19
3.	Equipements hydrauliques	.20
4.	Moteur thermique	21
5.	Energie récupérable et réduction des pertes	.22
IV.	Evolutions	.23
A.	Présentation de la solution de récupération d'énergie	.23
B.	Résultats de simulations	.24
V. P	erspectives et conclusions	.25
	laborataira Ampèra - Faala Captrolo da Luon - 26 quanua Curu da Callangua - 60124 Faullu cadau - France	

1.	Travail effectué	
2.	Perspectives à court terme	
3.	Perspectives à long terme	
VI.	Bibliographie	27
VII.	Annexes	
A.	Annexe 1	
B.	Annexe 2	
C.	Annexe 3	

## Table des illustrations

Figure 1 : Charges et hauteurs d'empilage maximales typique d'un reach stacker	2
Figure 2 : Eléments principaux d'un reach stacker	3
Figure 3 : Chaîne de transmission traditionnelle	4
Figure 4 : Circuit hydraulique simplifié	5
Figure 5 : Principe d'une architecture hybride série	6
Figure 6 : Architecture série du reach stacker Konecranes (source : [2])	7
Figure 7 : Transmission hydrostatique hybride	7
Figure 8 : Transmission hydrostatique hybride présentée dans [7]	8
Figure 9 : Transmission parallèle hybride	8
Figure 10 : Structure hybride parallèle présentée dans [10]	9
Figure 11 : Architecture hybride mixte	9
Figure 12 : "Power split transmission" présentée dans [11] et [14]	10
Figure 13 : Circuit hydraulique présenté dans [15]	10
Figure 14 : Hybridation par ajout simple d'un accumulateur hydropneumatique [18]	11
Figure 15 : Hybridation par ajout d'un accumulateur + pompe/moteur en parallèle [19]	12
Figure 16 : Système de récupération d'énergie potentielle présentée dans [20] (Flèche ver	te :
récupération ; Flèche bleue : réutilisation)	12
Figure 17 : Assemblage des trois sous-modèles - 1 : Modèle multicorps - 2 : Chaîne de transmiss	sion
- 3 : Circuit hydraulique	14
Figure 18 : Word bond graph du système multicorps	15
Figure 19 : Modèle bond graph du moteur thermique	15
Figure 20 : Modèle bond graph du convertisseur de couple	16
Figure 21 : Résistance au roulement	17
Figure 22 : Modèle bond graph d'un vérin	18
Figure 23 : Mission type de déchargement de camion	18
Figure 24 - Graphique de gauche : Vitesse du reach stacker - Graphique de droite : Force	e de
traction aux roues	19
Figure 25 : Répartition des flux d'énergie lors d'une accélération	19
Figure 26 - Graphique de gauche : Pertes de charge lors d'un levage de conteneur de 2	7t -
Graphique de droite : énergie dissipée lors de la descente de flèche	20
Figure 27 : Répartition des dissipations d'énergie lors d'une montée + descente en charge (27t)	20
Figure 28 - Graphique de gauche : pertes de charges lors d'une sortie du vérin de télescopage (an	ngle
de 43°, charge 27t) - Graphique de droite : Pression dans les deux chambres du vérin	21
Figure 29 : Points de fonctionnement moteur sur une mission type	21
Figure 30 : Stratégie de commande du reach stacker	22
Figure 31 : Répartition des flux d'énergie lors d'un cycle d'empilage	22
Figure 32 : Intégration d'un système de récupération d'énergie potentielle	23
Laboratoire Ampère – Ecole Centrale de Lyon – 36, avenue Guy de Collongue - 69134 Ecully cedex – France	
Tél : +33 (0) 4 72 18 60 99 Fax : +33 (0) 4 78 43 37 17 http://www.ampere-lab.fr	

Figure 33 : Gains de consommation et énergie récupérée en fonction de la position du conteneu	ır à
déplacer	.24
Figure 34 : Energie récupérée en fonction du volume de l'accumulateur et de la position	du
conteneur (ex : 12 correspond à la première hauteur et seconde rangée)	.25

## I. Introduction et contexte

#### A. Origine du projet

Depuis la fin des années 1990, les engins non-routiers tels que les engins de chantier ou encore les engins de levage sont soumis à des normes de plus en plus restrictives concernant les émissions de polluants (voir Annexe 1). On peut notamment citer les normes UE STAGE I à IV en Europe et US TIER I à IV aux Etats-Unis. De plus, le carburant représente la majeure partie des coûts de fonctionnement de ce type de machine, ainsi une faible réduction de la consommation engendre des gains substantiels pour l'exploitant et devient donc un argument de vente qui pourrait s'accentuer si le coût des énergies fossiles devait continuer à croître dans les années à venir.

La société Terex Cranes conçoit et fabrique des engins non-routiers de tous types :

- Engins de chantier construction
- Grues
- Engins de levage
- Engins portuaires
- Autres engins spécifiques

Elle se heurte aujourd'hui comme l'ensemble des constructeurs de machines industrielles à ces nouvelles contraintes d'émissions de polluants avec relativement peu de solutions intégrables facilement, c'est pourquoi Terex Cranes s'est associé avec le laboratoire Ampère afin de développer des solutions et des méthodes innovantes et industrialisables pour atteindre les objectifs fixés par les normes citées précédemment. Dans un premier temps un sujet de PFE traitant de la modélisation bond graph [1-6] d'une machine portuaire a été mis en place, puis le sujet de thèse a découlé de ce partenariat et a pris la forme d'une thèse avec convention industrielle, dont l'intitulé est « Conception et commande optimale d'une architecture hybride hydraulique de reach stacker pour un meilleure efficacité énergétique ».

#### B. Objectifs de la thèse

Dans le but de répondre à la problématique posée par l'industriel, différentes étapes dans le travail de thèse se sont naturellement dégagées. Il s'agit en effet dans un premier temps de comprendre de façon exhaustive la façon dont transitent les flux d'énergie au sein d'une machine employée comme référence. Pour ce faire, un modèle physique a été construit puis confronté à des mesures sur machine réelle. Le langage de modélisation bond graph a été ici préféré pour diverses raisons qui seront détaillées dans la suite de ce document. La prise en compte des différents modes d'utilisation ainsi que la définition d'un cycle de fonctionnement type sera l'un des enjeux pour parvenir à une analyse énergétique pertinente permettant de caractériser précisément les pertes d'énergie. Le travail bibliographique ainsi que la veille technologique doit par la suite être en mesure de donner des pistes d'évolutions. L'étude de nouvelles architectures permettra dans un second temps d'évaluer les gains potentiellement atteignables en utilisant par exemple des composants plus efficients ou encore en récupérant l'énergie potentielle et/ou cinétique inhérente au

Laboratoire Ampère – Ecole Centrale de Lyon – 36, avenue Guy de Collongue - 69134 Ecully cedex – France

système et actuellement perdue. Cela pourra passer notamment par l'introduction d'une hybridation prenant la forme d'une seconde source d'énergie permettant de restituer celle récupérée préalablement. L'ensemble de ces améliorations doivent être couplées avec des lois de commande adaptées pour minimiser la consommation tout en conservant les performances de la machine et en assurant la sécurité de l'utilisateur et de son environnement.

D'un point de vue plus méthodologique, il s'agit de développer une démarche permettant de réaliser une optimisation globale en intégrant des lois de commande ainsi que le dimensionnement des composants. L'application de cette méthodologie doit aboutir à une solution viable industriellement puisque l'objectif final est la réalisation d'un prototype.

#### C. Machine de référence

L'engin non-routier utilisé comme référence pour ces travaux de recherche est un reach stacker. Il s'agit d'une machine conçue pour opérer sur les zones portuaires, les terminaux ferroviaires ou encore les plaques tournantes de transport routier. Son rôle est de gerber les conteneurs dans les zones de stockage, de charger et décharger les camions ou les wagons, ou encore de stocker les conteneurs tout juste déchargés des bateaux porte conteneurs. Le reach stacker est capable de soulever des charges de 45 tonnes au maximum, mais aussi d'empiler jusqu'à six conteneurs en hauteur. La Figure 1 présente une plage de travail possible d'un reach stacker en termes de hauteur et profondeur d'empilage mais aussi de masse admissible, puis le Tableau 1 donne les caractéristiques principales de la machine.



Figure 1 : Charges et hauteurs d'empilage maximales typique d'un reach stacker

Concernant l'architecture employée pour ce type de machine, on distingue dans un premier temps deux sous-systèmes principaux tous deux reliés au moteur thermique :

• <u>La chaîne de transmission</u> qui entraîne les roues avant et permet donc le déplacement du véhicule,

• <u>Les équipements hydrauliques</u> qui ont pour rôle de mettre en mouvement la flèche télescopique ainsi que le spreader (voir Figure 2). Les actionneurs principaux sont les vérins de relevage dont la course est d'environ 3m et le vérin de télescopage qui a une course plus de 8m.

Elément	Caractéristique	Valeur	
Motour thormiquo	Puissance max	257 kW	
Moteur incrimque	Couple max	1790 N.m à 1200 tour/min	
Convertisseur de counte	Multiplication de couple à	2,3	
Convertisseur de coupie	l'arrêt		
Boîte de vitesse	Nombre de rapports	4	
Roues	Diamètre	1,6 m	
Pompe 1	Cylindrée max	145 cc	
Pompe 2	Cylindrée max	125 cc	
Vérin de relevage	Pression max	420 bar	
Vérin de télescopage	Pression max	350 bar	

#### Tableau 1: Caractéristiques principales du reach stacker étudié



Figure 2 : Eléments principaux d'un reach stacker

Laboratoire Ampère – Ecole Centrale de Lyon – 36, avenue Guy de Collongue - 69134 Ecully cedex – FranceTél : +33 (0) 4 72 18 60 99Fax : +33 (0) 4 78 43 37 17http://www.ampere-lab.fr

#### 1. Chaîne de transmission

la chaîne de transmission (voir Figure 3) utilisée est classique pour ce type d'engin [1] (reach stackers, chargeuses etc...). On distingue en premier lieu le moteur thermique qui est l'unique source d'énergie et qui entraîne un convertisseur de couple. Ce dispositif permet un accouplement hydrocinétique du moteur thermique avec le reste de la chaîne de transmission. Il est très employé pour ses qualités d'embrayage sans usure et de multiplication de couple à basse vitesse, cependant son rendement est assez faible notamment dans les phases d'accélération. Sur l'arbre de sortie du convertisseur de couple on distingue la boîte de vitesse automatique possédant quatre rapports en marche avant comme en marche arrière. Cette boîte de vitesse entraîne un différentiel qui partage le couple entre l'essieu avant droit et gauche. Un dernier étage de réduction sous forme de train épicycloïdal est intégré entre le différentiel et chaque roue. Une configuration à quatre roues à l'avant a été préférée dans le but de tenir la charge lorsque le reach stacker porte un conteneur.



Figure 3 : Chaîne de transmission traditionnelle

#### 2. Equipements hydrauliques

Le vilebrequin du moteur thermique possède deux sorties, l'une pour la chaîne de transmission, et l'autre pour les deux pompes hydrauliques. Ces deux générateurs hydrauliques alimentent l'ensemble des actionneurs, que ce soit les vérins de relevage, télescopage, le spreader ou la direction. D'autres pompes de moindre importance sont installées sur la boîte de vitesse, permettant notamment la circulation du fluide hydraulique dans les échangeurs de chaleur pour le refroidissement ou encore pour alimenter le circuit de freinage. Il a été décidé dans un premier temps de limiter le cadre de l'étude aux circuits les plus énergivores, d'une part car la prise en compte de tous les circuits et composants apporterait une complexité qui n'est pas nécessaire, mais aussi parce que la part d'énergie utilisée pour le fonctionnement de ces équipements annexes est faible en comparaison de celle employée pour les actionneurs principaux.



schéma Le ci-contre représente le circuit hydraulique simplifié scindé en deux souscircuits : la partie gauche correspond au relevage et la partie droite au télescopage. Pour chaque circuit le débit est contrôlé par le déplacement des valves proportionnelles commandées par l'opérateur. Un système régénératif a d'ores et déjà été intégré au système permettant la recirculation du fluide lors de la sortie des tiges du relevage et télescopage, réduisant ainsi le débit que doivent délivrer les pompes pour atteindre les mêmes performances en terme de vitesse de sortie de tige.

Le régulateur de débit côté relevage permet de contrôler la vitesse de descente de la flèche notamment en charge. Son rôle est de maintenir un débit constant quelque soit la pression en amont et en avale. Enfin, côté télescopage, on distingue une valve d'équilibrage dont le rôle est de réguler le débit en rentrée de tige tout en imposant des pressions prédéfinies dans les deux chambres du vérins. Le but de cette valve est double, d'une part elle doit être capable de réguler le débit, que la charge soit menante ou menée, et d'autre part le fait de maintenir des pressions relativement hautes dans les deux chambres permet d'éviter tout phénomène de stick-slip due aux frottements importants dans la liaison glissière.

## II. Etat de l'art

#### A. Transmissions hybrides - différentes topologies

Un système de transmission d'énergie est dit hybride lorsqu'il combine au minimum deux sources d'énergies distinctes. Les véhicules hybrides les plus connus sont les automobiles étant pourvues d'un moteur thermique et d'une batterie, mais de nombreux types d'hybridations existent, que ce soit pour les véhicules légers, les véhicules lourds ou les engins non-routiers. Le terme d'hybridation transmet également l'idée que l'un des deux dispositif de stockage peut se comporter en tant qu'émetteur ou récepteur, permettant la récupération de l'énergie potentielle et/ou cinétique inhérente au fonctionnement du système considéré. Bien que le reach stacker fonctionne à partir de

deux domaines d'énergies différents (mécanique et hydraulique), celui-ci ne peut pas être considéré comme hybride car aucun dispositif de stockage secondaire n'y est présent.

Les architectures de systèmes de transmission hybrides sont variées mais il est tout de même possible de les regrouper en trois catégories majeures : les architectures de types série, parallèle ou mixte (combinaison de série et parallèle).



#### 1. Architecture série

Figure 5 : Principe d'une architecture hybride série

Une transmission hybride série est caractérisée pas un découplage mécanique entre la vitesse de rotation de la source principale (souvent un moteur thermique) et celle des roues ou de l'actionneur final. La source primaire peut donc fonctionner à un régime correspondant à un rendement optimum indépendamment de la demande de puissance des actionneurs finaux.

L'architecture série non-hybride la

plus répandue sur les engins non-routiers est la transmission hydrostatique [1] : le moteur thermique entraîne une pompe hydraulique à cylindrée variable qui transmet ensuite l'énergie à des moteurs hydrauliques lents installés directement dans les roues. Une variante consiste à conserver un différentiel et utiliser un moteur hydraulique rapide en amont. Les transmissions hydrostatiques sont connues pour leur flexibilité grâce à la transmission continûment variable. Elles offrent également un rendement assez élevé à basse vitesse mais celui-ci décroit assez fortement à haute vitesse. Une architecture équivalente utilisant une génératrice électrique et un ou des moteur(s) existe également, offrant un rendement en général plus élevé qu'une transmission hydrostatique, cependant les composants électriques sont caractérisés par une puissance massique moins élevée que leurs homologues hydrauliques et sont également plus chers.

Une architecture série électrique a d'ores et déjà été installée sur un prototype de reach stacker de marque Konecranes [2] (voir Figure 6). Le moteur thermique entraîne une génératrice principale à un point de rendement optimisé. L'énergie électrique est ensuite répartie entre le moteur d'entraînement des roues et les actionneurs électro-hydrauliques via des convertisseurs. Enfin un système de stockage par supercapacités est ajouté permettant d'une part de récupérer l'énergie cinétique lors du freinage ainsi que l'énergie potentielle lors de la descente de la flèche, et d'autre part de restituer cette énergie lors des fortes demandes de puissance. Si la supercapacité est à 100% de charge lors d'un freinage par exemple, l'énergie électrique est dissipée via une résistance de freinage. Concernant les équipements hydrauliques, cette solution offre de nombreux avantages :

 Suppression des pertes de charges liées aux valves proportionnelles : le débit est directement régulé par la vitesse de rotation des moteur électriques et non plus par un système de « load sensing »

- Réduction des pertes de charges dans les tuyaux : il est possible de placer les pompes plus près de l'actionneur final et donc de réduire la longueur des tuyaux
- Récupération d'énergie facilitée : les pompes hydrauliques et les moteurs électriques sont tous deux réversibles autorisant la récupération de l'énergie potentielle lors de la descente de la flèche.

Cependant le nombre de transformations énergétiques élevé (mécanique => électrique => hydraulique pour l'actionnement direct) engendre des pertes supplémentaires liées aux rendements des composants. Le nombre de ces composants est largement accru en comparaison d'une architecture traditionnelle, additionné à un coût des composants électriques relativement élevés génère un bilan économique mitigé.



Figure 6 : Architecture série du reach stacker Konecranes (source : [2])

Les transmissions hydrostatiques traditionnelles sont elles aussi soumises à l'hybridation. Dans [3] l'auteur présente une transmission hydrostatique hybride dédiée à des applications spécifiques comme les camions de ramassage d'ordures ménagères, offrant d'après l'auteur entre 30% et 50% de gain de consommation. Ces véhicules sont soumis à des arrêts et démarrages



Figure 7 : Transmission hydrostatique hybride

fréquents rendant la extrêmement récupération d'énergie au freinage d'autant plus pertinente. D'autres études comme [4], [5] et [6] annoncent des gains de consommation semblables pour ce type de d'architecture. La Figure 7 présente une transmission hybride série classique dont l'accumulateur haute pression est directement installé sur la ligne principale. Cette configuration engendre des pressions de fonctionnement imposées par l'état de charge de l'accumulateur pouvant dans certains cas réduire le rendement des moteurs (fonctionnement à haute pression et faible cylindrée). La faible raideur du système liée à l'accumulateur peut également avoir un effet néfaste sur le confort de conduite en limitant les pics de couples puisque la montée en pression se fait de manière beaucoup plus lente. Dans [7], les auteurs présentent une architecture semblable avec la possibilité de déconnecter l'accumulateur du circuit si nécessaire. De plus, en phase d'accélération, l'un des deux moteurs hydrauliques est connecté à l'accumulateur et le second à la pompe, permettant de conserver une certaine raideur du système sans réduire drastiquement les gains énergétiques.



Figure 8 : Transmission hydrostatique hybride présentée dans [7]



Figure 9 : Transmission parallèle hybride

Une structure parallèle conserve un couplage mécanique entre le moteur thermique et les roues mais est doté d'un système additionnel, autorisant d'une part la récupération de l'énergie cinétique liée au freinage, et d'autre part le décalage du point de fonctionnement du moteur thermique. Celui-ci fonctionne dans des plages de rendements plus élevées lorsque cela est possible, le stockage

complémentaire fournissant les pics de puissance dans certaines phases et absorbant le surplus dans d'autres. Le bilan énergétique global est en général inférieur à une transmission série, cependant l'investissement lié au changement d'architecture est souvent moindre pour une architecture parallèle puisque la majorité des composants existants peuvent être conservés. Une chargeuse a fait l'objet d'une telle modification [8] dont l'architecture de base était une transmission mécanique traditionnelle (convertisseur de couple plus boîte de vitesse) à laquelle ont été ajouté une pompe/moteur hydraulique et un accumulateur. La part de l'énergie cinétique récupérée varie de 40% à 75% en fonction des conditions de fonctionnement de la machine et du type de freinage. Les mêmes auteurs présentent également une structure parallèle munie d'un stockage à forte puissance et faible énergie couplé à un stockage à faible puissance et haute capacité énergétique [9]. En effet, un système hydraulique permet la récupération d'énergie au freinage et sa restitution tandis que le système électrique (moteur + batterie) permet un fonctionnement du moteur thermique à un rendement le plus haut possible. Dans [10], les auteurs comparent quatre stratégies de gestion de l'énergie au sein d'une chargeuse munie d'une transmission parallèle électrique (stockage par batterie). Les gains de consommation sont de l'ordre de 10% pour une mission type.



Figure 10 : Structure hybride parallèle présentée dans [10]

#### 3. Architecture mixte

Ce type de configuration combine le mode série et parallèle, donnant l'avantage du mode série à basse vitesse grâce au découplage des régimes de rotation, et l'avantage du mode parallèle à plus haute vitesse. lorsque la transmission mécanique offre un meilleur rendement. Dans [11] les auteurs architecture comparent une



Figure 11 : Architecture hybride mixte

traditionnelle de reach stacker avec une architecture mixte avec récupération d'énergie. Les gains en consommation annoncés sont importants mais ils prennent également en compte des modifications sur d'autres chaînes d'actionnement. A faible vitesse, toute la puissance est transmise à la partie hydrostatique qui offre une plus grande flexibilité et permet un fonctionnement du moteur à haut rendement. Au fur et à mesure que la vitesse du véhicule augmente, une part de plus en plus importante de la puissance délivrée par le moteur transite par la partie mécanique bénéficiant

désormais d'un bon rendement. Enfin à vitesse maximale, l'ensemble de l'énergie fournie passe par la transmission mécanique.

Un autre type d'application est étudié dans [12] et [13] où une architecture mixte est intégrée à un bus en remplacement du traditionnel convertisseur de couple + boîte de vitesse. On se rend alors compte que les gains apportés par ce type d'architecture sont limités : l'efficacité globale est meilleure à basse vitesse car on s'affranchit du mauvais rendement du convertisseur de couple, cependant à haute vitesse le blocage de celui-ci permet à l'architecture traditionnelle d'offrir une meilleure efficacité. Enfin, les véhicules légers sont également concernés par ce type d'architecture, notamment dans [14] où les auteurs comparent une transmission manuelle traditionnelle avec une transmission de type « power split » dont une illustration est disponible sur la Figure 12.



Figure 12 : "Power split transmission" présentée dans [11] et [14]

#### B. Chaîne d'actionnement hydraulique

Le cas d'une chaîne d'actionnement hydraulique est plus général que la section précédente dans la mesure où l'actionneur final peut être linéaire (vérin) ou rotatif (moteur). Cependant





l'architecture varie peu des chaînes de transmission puisque l'on retrouve une source d'énergie primaire, des transformateurs et des actionneurs finaux. En revanche la problématique de récupération d'énergie diffère quelque peu puisque celle-ci peut provenir soit de l'énergie cinétique (ex : rotation de la tourelle d'une excavatrice), soit de l'énergie potentielle (descente d'une flèche de grue).

Un système de récupération de l'énergie potentielle d'une flèche d'excavatrice est présenté dans

[15]. Deux vérins supplémentaires connectés à un circuit hydraulique indépendant sont installés en plus du vérin principal (voir Figure 13). Lors de la descente de la flèche, le fluide sous pression contenu dans les deux vérin est dirigé vers un accumulateur hydropneumatique, lequel est ensuite vidé lors d'une remontée ultérieure, assistant dans un même temps l'actionneur principal.

Dans [16], les auteurs réalisent un état de l'art des systèmes hybrides et notamment des systèmes de récupération d'énergie potentielle et cinétique. La structure présentée à la fin de l'article inclut une récupération de l'énergie de descente de flèche par combinaison de deux dispositifs :

- Un accumulateur hydropneumatique sans transformateur intermédiaire
- Un moteur hydraulique couplé à un générateur électrique chargeant une batterie.

D'après les auteurs [17], cette configuration permettrait de récupérer plus d'énergie dans la mesure où l'énergie potentielle serait stockée en partie sous forme de fluide sous pression et en partie sous forme électrique, autorisant la récupération sur une plage de temps plus importante. De plus, cette solution offre une plus grande flexibilité lors de la réinjection de l'énergie. Néanmoins la question de la complexité et du coût de ce type de solution est a étudier plus précisément dans un contexte industriel.

Une architecture différente est présentée dans [18] : un simple accumulateur est installé en parallèle de la chaîne d'actionnement principale d'un engin forestier, dont le but est d'apporter l'énergie supplémentaire requise lors des pics de puissance. Ce type d'engin est en effet caractérisé par des besoins importants en termes de puissances mais sur de courtes durées. Ainsi l'accumulateur est chargé lorsque la demande des actionneurs finaux est faible, puis déchargé pendant les pics de puissance. Cette stratégie permet un « downsizing » du moteur qui était à la base



Figure 14 : Hybridation par ajout simple d'un accumulateur hydropneumatique [18]

dimensionné pour fournir des puissances élevées. Il fourni désormais une puissance moyenne et fonctionne à une plage à haut rendement. Cette solution est simple puisque l'ajout de nouveaux composants est limité et la commande des valves est aisée, cependant l'énergie stockée dans l'accumulateur ne peut pas être utilisée dans sont entièreté car lorsque la pression diminue dans l'accumulateur et devient inférieure ou égale à celle du circuit, alors l'énergie stockée ne peut plus être utilisée.

Dans une autre publication du même auteur [19], un transformateur hydraulique est ajouté entre le circuit classique et le stockage d'énergie, offrant les mêmes avantages que la solution précédente tout en permettant d'utiliser entièrement l'énergie de l'accumulateur. En effet le transformateur intermédiaire est fixé à l'arbre moteur et fonctionne dans différentes situations :

- Lorsque la pression dans l'accumulateur est supérieure à celle du circuit, alors le moteur hydraulique adapte la pression du stockage en fournissant le surplus d'énergie à la pompe principale et évitant la dissipation d'une partie de l'énergie stockée.
- Lorsque la pression de l'accumulateur est inférieure ou égale à celle du circuit, le Figure 15 : Hybridation par ajout d'un accumulateur moteur fonctionne en pompe pour



+ pompe/moteur en parallèle [19]

atteindre la pression du circuit. Comme la différence de pression est faible, la puissance demandée par la pompe sera réduite.

Lorsque l'état de charge de l'accumulateur est inférieure à 100% et que les conditions de fonctionnement le permettent, celui-ci est rechargé par l'intermédiaire de la pompe



Figure 16 : Système de récupération d'énergie potentielle présentée dans [20] (Flèche verte : récupération ; Flèche bleue : réutilisation)

principale, augmentant ainsi la charge moteur pour accroître son rendement.

Dans [20], l'auteur propose un système permettant la récupération de l'énergie potentielle via un moteur et une pompe. Lors de la descente de la charge, le fluide sortant des vérins entraîne un moteur dont l'arbre est solidaire d'une pompe à cylindrée variable. Celle-ci charge plusieurs accumulateurs et régule sa cylindrée pour obtenir une vitesse de descente constante. L'inconvénient principal de cette solution est que la pompe utilisée pour le stockage est solidaire du moteur thermique, ainsi lors de la récupération d'énergie, une partie de la puissance est dissipée dans le frein moteur par compression des pistons au lieu d'être stockée dans les accumulateurs. Les gains de consommation annoncés sont tout de même de 10% à 40%.

Enfin, dans [11] et [21], les auteurs proposent de supprimer les valves proportionnelles traditionnellement installées entre la pompe et l'actionneur final permettant de moduler le débit. Pour ce faire, ils utilisent une pompe à cylindrée variable par actionneur : il n'est fourni à chaque actionneur que l'énergie dont il a réellement besoin, alors qu'une architecture classique dissipait une partie de l'énergie fournie par la pompe pour atteindre la demande de puissance finale. Il suffit alors d'utiliser des éléments réversibles pour pouvoir récupérer l'énergie cinétique ou potentielle.

Cette solution paraît optimale d'un point de vue énergétique, cependant elle engendre certains inconvénients :

- Sur certaines applications les débits nécessaires sont élevés, impliquant donc des cylindrées de pompes importantes et donc chères, surtout si il y a de nombreux actionneurs
- Le nombre de composants est largement accru
- Lors de la récupération d'énergie et sa restitution, les nombreux passages par des pompes/moteurs engendrent des pertes liées aux rendements volumétriques et mécaniques importants et nuance donc l'intérêt de cette solution.

#### C. Conclusion

Les architectures existantes sont donc variées, tant au niveau des chaînes de transmission que des chaînes d'actionnements hydrauliques. Une transmission de type parallèle permettra d'atteindre des gains énergétiques intéressants mais souvent inférieurs à une architecture série ou sérieparallèle. En contrepartie l'investissement en terme de développement et de coûts des composants sera réduit. A contrario une architecture série de type hydrostatique est un technologie largement éprouvée et qui pourrait s'avérer avantageuse dans la mesure où les vitesses de déplacement du reach stacker sont faibles. L'architecture mixte, probablement plus chère et plus complexe pourrait cependant apporter des gains énergétiques plus importants.

Concernant les équipements hydrauliques, la tendance à la récupération d'énergie via des accumulateurs hydropneumatiques semble être privilégiée de par sa simplicité, sa fiabilité mais aussi son adéquation avec le fonctionnement de la machine.

La diversité des solutions existantes et la nécessité de comparer les solutions à mené au besoin d'analyser finement les flux d'énergies traversants les différents composants. Pour ce faire nous avons développé un modèle physique représentatif de la machine, puis les simulations et les mesures nous ont permis de mener une analyse énergétique approfondie. Ces résultats nous guiderons ensuite vers une architecture plus efficace sur le plan énergétique, que ce soit pour la chaîne de transmission ou pour les chaînes d'actionnements hydrauliques.

### III. Modélisation et analyse énergétique

#### A. Choix de la modélisation bond graph

Le bond graph est un langage permettant de modéliser des systèmes dynamiques multiphysiques [22] en exprimant les flux d'énergies qui y transitent. Le principe est de relier des éléments de base (sources, stockages, dissipations, transformateurs, détecteurs et jonctions) par des liens transmettant l'énergie. Ces liens représentent le transfert d'un effort et d'un flux, quelque soit le domaine physique dans lequel on se trouve.

Lors de la modélisation d'un système en bond graph, on réalise dans un premier temps un schéma acausal signifiant que ni les flux ni les efforts ne sont imposés sur les éléments. Dans un second temps, l'ajout des causalités permet de détecter les erreurs dans le modèle ou les phénomènes non-physiques.

Le point de vue énergétique du bond graph est très adapté à notre cas dans la mesure où l'ont s'intéresse précisément à la caractérisation des flux d'énergies, et notamment ceux traversant les éléments dissipatifs. Le caractère acausale peut également se révéler très pratique si l'ont souhaite inverser le modèle [23]. L'inversion réside dans le fait de transformer certaines sorties du systèmes (détecteurs) en entrées (sources). En pratique cela permet d'imposer un cahier des charges prédéfini sur le système étudié, et ainsi de dimensionner les composants et de construire les lois de commande de manière optimale et rapide en comparaison d'une méthode directe à itérations.

Les éléments décrits précédemment nous ont donc mené à modéliser la machine de référence en bond graph. Le logiciel MS1 [24] a notamment été utilisé pour la modélisation et le solveur ESACAP pour la simulation. MS1 permet d'associer facilement des bond graph avec des schémas blocs rendant le couplage avec la partie commande très pratique.

#### B. Méthode et modélisation

Comme mentionné dans la partie I.C.2, seuls les systèmes intégrants les actionneurs principaux ont été modélisés. Les actionneurs secondaires ont été négligés après vérification sur les mesures de leur faible consommation d'énergie. Le circuit hydraulique basse puissance quant à lui a été transformé en différents signaux d'informations qui ne transmettent plus d'énergie. Cela permet de simplifier le modèle en supprimant la dynamique de ce circuit tout en gardant la partie la plus pertinente qui est la commande du système haute puissance.

En termes de méthode de modélisation, le système étudié a été scindé en trois sous-modèles donnant une meilleure lisibilité (voir Figure 17). On distingue tout d'abord le système mécanique multicorps décrivant la dynamique liée aux liaisons mécaniques ainsi que les géométries des pièces principales, leurs masses et inerties. Le second sous-modèle représente le comportement de la chaîne de transmission décrite en I.C.1, et le troisième celui du circuit hydraulique décrit en I.C.2.



Figure 17 : Assemblage des trois sous-modèles - 1 : Modèle multicorps - 2 : Chaîne de transmission - 3 : Circuit hydrauliqueLaboratoire Ampère – Ecole Centrale de Lyon – 36, avenue Guy de Collongue - 69134 Ecully cedex – FranceTél : +33 (0) 4 72 18 60 99Fax : +33 (0) 4 78 43 37 17http://www.ampere-lab.fr

#### 1. Modélisation multicorps

Le modèle mécanique multicorps[25][26] du reach stacker prend en compte les masses et inerties des éléments en mouvements principaux comme décrit en word bond graph sur la Figure 18. Les masses et inerties sont calculées à partir d'un logiciel de conception 3D pour plus de précision. Les pneus sont modélisés par l'intermédiaire d'un ressort et d'un amortissement donnant une représentation simple mais suffisante de leur comportement. L'ensemble des liaisons pivots sont considérées sans frottement contrairement à la liaison glissière entre les deux éléments télescopiques. En effet les frottements dans cette liaison ne sont pas négligeables, c'est pourquoi des mesures sur machine réelle ont permis de déterminer des valeurs de force de frottement en fonction de la masse du conteneur, de la longueur de la flèche et de son angle. Dans la mesure où la vitesse de sortie de tige est relativement faible et constante, ce paramètre n'a pas été pris en compte.



Figure 18 : Word bond graph du système multicorps

## $F_{frottement} = f(\alpha_{flèche}, L_{flèche}, m_{conteneur})$

#### 2. Modélisation de la CdT

Moteur thermique : celui-ci est modélisé par une source d'effort (ici un couple) [27] dont la valeur est déduite de la courbe caractéristique régime-couple donnée par le constructeur. Le couple en sortie est ensuite calculé à partir du couple maximum délivrable par le moteur et de la charge souhaitée par le conducteur. Des mesures sur machine ont permis d'ajuster cette courbe pour coller au plus prêt de la réalité. L'inertie du moteur ainsi que la raideur de l'arbre sont également prises en compte. Le moteur entraîne d'un côté la chaîne de transmission et de l'autre les pompes hydrauliques. Cela se traduit en bond graph par une division en deux branches correspondant aux deux extrémités du vilebrequin (voir Figure 19).



Figure 19 : Modèle bond graph du moteur thermiqueLaboratoire Ampère – Ecole Centrale de Lyon – 36, avenue Guy de Collongue - 69134 Ecully cedex – FranceTél : +33 (0) 4 72 18 60 99Fax : +33 (0) 4 78 43 37 17http://www.ampere-lab.fr

Convertisseur de couple : le convertisseur de couple [1] permet un couplage « fluidique » entre le moteur thermique et le reste de la chaîne de transmission. L'arbre d'entrée entraîne une première roue à ailettes fonctionnant comme une pompe en transmettant de l'énergie cinétique au fluide. Cette énergie cinétique est ensuite transférée à l'arbre de sortie via une seconde roue à ailettes appelée turbine. Enfin, le stator qui est une roue fixe ou bien libre selon la technologie employée redirige le fluide de manière à lui donner une meilleure direction d'arrivée sur la pompe. Ainsi celle-ci a besoin de moins d'énergie pour mettre en mouvement le fluide, créant une multiplication de couple. Au démarrage, le rapport de vitesse entre la turbine et la pompe est faible, correspondant à la multiplication de couple la plus élevée. Ensuite, plus la pompe et la turbine se synchronisent et plus la multiplication de couple est faible. Pendant les phases transitoires, les pertes énergétiques sont assez élevées, raison pour laquelle le modèle dynamique [28] se veut complet et précis. Ainsi on considère les pertes engendrées par les collisions des particules de fluide sur les pales notamment lorsque la direction d'arrivée du fluide n'est pas optimale. On prend également en compte les pertes liées au frottements du fluide sur la couche limite des pales. Le modèle bond graph du convertisseur de couple est détaillé sur la Figure 20.



- <u>Boîte de vitesse, pont avant et trains épicycloïdaux</u> [27] : ces trois éléments ont chacun un rôle de réducteur, les ratios pour le différentiel et les trains épicycloïdaux dans les roues sont constants et le ratio de la boîte de vitesse est variable mais prend des valeurs discrètes. Le rendement des ces trois éléments varie peu, raison pour laquelle ils sont modélisés par des transformateurs (modulé pour la boîte de vitesse) ainsi qu'un rendement constant ajusté grâce aux mesures.
- <u>Roues et résistance au roulement</u> [29] : de la même manière que pour les frottements au niveau de la glissière du télescopage, la résistance au roulement a été directement déduite des mesures. Il est en effet très complexe et chronophage de construire un modèle analytique représentatif de la réalité, ce qui explique le choix d'utiliser directement les mesures. Plusieurs accélérations avec différentes charges ont été réalisées pour observer l'influence de celle-ci sur la résistance au roulement. Une fonction d'interpolation a ensuite été trouvée pour chaque cas.



$$F_{roul} = k_1(m_{cont}) \cdot V_{v\acute{e}hicule}^{3/2} + k_2$$

On notera que seul le coefficient  $k_1$  évolue en fonction de la masse du conteneur, le coefficient  $k_2$  reste constant.

Concernant les forces aérodynamiques, étant donné la faible vitesse du reach stacker, celles-ci sont extrêmement faibles en comparaison de la résistance au roulement, elles ont donc été négligées.

#### 3. Modélisation du circuit hydraulique

- <u>Pompes hydrauliques</u>: les deux pompes principales sont modélisées par des transformateurs dont la modulation est fixée par la cylindrée. Cette cylindrée est elle-même calculée par un système dit de « load sensing » pour conserver une différence de pression constante entre deux point du système, généralement la pression en sortie de pompe et la pression après un valve proportionnelle (voir Figure 4). Les rendements volumétriques et mécaniques sont tirés directement des données constructeur.
- <u>Valves</u> : les valves sont modélisées par une succession d'éléments MR représentant chacun un orifice. Le paramètre de modulation *x* représente la position du tiroir. Ainsi le débit à chaque orifice est calculé à partir de l'équation suivante :

$$Q = C_q.A(x).\sqrt{\frac{2\Delta p}{\rho}}.signe(\Delta p)$$

On détermine ensuite les valeurs de  $A_{max}$  et  $C_q$  à partir des caractéristiques constructeurs et des mesures.

<u>Vérins</u> [30] : dans la mesure où les volumes de fluide sont importants dans les différentes chambres des vérins, on ne peut plus considérer le fluide comme incompressible, c'est pourquoi pour chaque chambre de vérin, un élément capacitif à double port a été intégré pour prendre en compte ce phénomène. Il y aura donc un port dans le domaine mécanique et un port dans le domaine hydraulique. La Figure 22 présente un modèle possible pour un vérin. On remarquera également la présence de deux transformateurs permettant le passage d'une pression multipliée par un débit à une force multipliée par une vitesse.



Figure 22 : Modèle bond graph d'un vérin

#### C. Analyse énergétique

#### 1. Cycle typique d'utilisation

Pour réaliser une analyse énergétique pertinente, il est nécessaire de simuler le fonctionnement de la machine sur des phases correspondant à des cycles types d'utilisation. Deux missions ont donc été déduites :

- Un cycle de déchargement de camion suivi d'un gerbage en hauteur (Figure 23)
- Un cycle de préhension de conteneur à la hauteur du cycle précédent suivi d'un chargement d'un camion.

Ces deux cycles sont complémentaires puisque le premier tend à fournir de l'énergie potentielle au conteneur alors que le second tend à la réduire. Ce type de cycle est d'autant plus pertinent si une solution de récupération d'énergie potentielle devait être intégrée.



Figure 23 : Mission type de déchargement de camion

Cependant, pour bien comprendre la façon dont transitent les flux au sein de chaque soussystème, nous proposons dans un premier temps d'observer les dissipations d'énergie par fonction. Dans un second temps nous analyserons la part des pertes liées à chaque sous-système sur un cycle typique complet.

#### 2. Chaîne de transmission

Cette section présente les résultats liés à une accélération maximale en translation avec une charge nulle.



Figure 24 - Graphique de gauche : Vitesse du reach stacker - Graphique de droite : Force de traction aux roues

La Figure 24 (gauche) présente l'évolution de la vitesse du reach stacker lors d'une accélération maximale. La simulation et les mesures diffèrent de façon non négligeable, particulièrement à faible vitesse. Si l'on observe la Figure 24 (droite) on peut voir que l'effort de traction de 0 km/h à 6 km/h est totalement différent pour la simulation et les mesures, expliquant la différence d'accélération de la figure de gauche. Le convertisseur de couple est responsable de cet écart dans la mesure où il ne transmet pas le couple escompté. Les résultats de simulations correspondent à un comportement traditionnel de convertisseur, on en déduit donc que le composant réel ne fonctionne pas correctement. Selon le fabriquant, ce dysfonctionnement serait lié à la dynamique trop importante du moteur thermique. L'accélération de celui-ci serait trop élevée et engendrerait des pertes supplémentaires dans le convertisseur.



Figure 25 : Répartition des flux d'énergie lors d'une accélération

La Figure 25 présente la répartition des dissipations d'énergie lors d'une accélération. On remarque que l'énergie dissipée lors d'un freinage est relativement faible en comparaison de celle dissipée par la résistance au roulement, signifiant que les gains apportés par une récupération de l'énergie cinétique lors des phases freinages sont relativement de limités.

# 3. Equipements hydrauliquesa) Relevage

Une partie de l'énergie transmise aux pompes hydrauliques est dissipée uniquement dans celles-ci, cependant la majeure partie de l'énergie perdue intervient dans les pertes de charges entre les pompes et les actionneurs finaux (voir Figure 26 et Figure 27). On observe environ 50 bar de pertes de charges pour un relevage en charge soit entre 15% et 20% de la pression initiale. La Figure 26 (droite) montre la puissance instantanée dissipée lors de la descente de la flèche. A vide, celle-ci est relativement faible, mais dès lors qu'on se situe en charge, l'énergie dissipée devient importante. Sur la Figure 27, cette dissipation est représentée par la flèche intitulée « flow control valve » et prend part pour 70% de l'énergie totale en entrée. Etant donné les puissances mises en jeu, il serait donc intéressant de récupérer tout ou partie de cette énergie dans le but de la réintroduire lorsque cela est nécessaire.



Figure 26 - Graphique de gauche : Pertes de charge lors d'un levage de conteneur de 27t - Graphique de droite : énergie dissipée lors de la descente de flèche



Enfin, la valve proportionnelle dissipe elle aussi une quantité non négligeable d'énergie (12,5%). On pourrait alors imaginer un système de type « displacement control » présenté dans la section II.B pour supprimer ces pertes de charges.

Figure 27 : Répartition des dissipations d'énergie lors d'une montée + descente en charge (27t)

#### b) Télescopage

Les pertes de charges sur le circuit de télescopage sont inférieures en valeur absolue mais représentent tout de même plus de 15% de la pression initiale (Figure 28). On peut également voir sur le graphique de droite que la pression dans la petite chambre est très élevée durant la rentrée de tige, et la pression dans la grand chambre reste importante. La présence de la valve d'équilibrage

présentée en I.C.2 impose des pressions élevées dans ces deux chambres de manière à rendre les forces de frottements dans la glissière faibles en comparaison des forces mises en jeu dans le cylindre, permettant d'éviter tout phénomène de stick-slip. Ainsi la réduction des frottements au niveau de la glissière du télescopage pourrait permettre de réduire les pression de fonctionnement et donc de réduire la puissance nécessaire.



Figure 28 - Graphique de gauche : pertes de charges lors d'une sortie du vérin de télescopage (angle de 43°, charge 27t) - Graphique de droite : Pression dans les deux chambres du vérin

#### 4. Moteur thermique

La Figure 29 présente les points de fonctionnement du moteur thermique lors de la mission type présentée précédemment. Ceux-ci sont placés majoritairement entre 2000 tour/min et 2200



Figure 29 : Points de fonctionnement moteur sur une mission type

tour/min, correspondant à la zone de moins bon rendement du moteur. On l'explique par plusieurs éléments :

• D'une part, cette zone de fonctionnement correspond à la puissance maximale du moteur, et la vitesse de rotation élevée permet l'entraînement de pompes hydrauliques de plus faible cylindrée et donc moins chères et moins volumineuses.

• D'autre part, comme on peut le voir sur la Figure 30, la charge du moteur thermique est imposée par l'opérateur, indépendamment de la puissance requise par les actionneurs finaux. Ainsi si cette puissance demandée est inférieure à celle délivrée par le moteur thermique (pédale d'accélérateur complètement enfoncée), le calculateur régule la vitesse du moteur thermique à un régime maximum fixé à 2200 tour/min.



Figure 30 : Stratégie de commande du reach stacker

#### 5. Energie récupérable et réduction des pertes

Si l'on considère maintenant l'ensemble d'une mission de déchargement de camion suivi d'un gerbage à une hauteur de 5 conteneurs, la répartition des flux d'énergie est la suivante :



#### Figure 31 : Répartition des flux d'énergie lors d'un cycle d'empilage

Sur la Figure 31, les flèches en rouge représentent l'énergie qui pourrait être récupérée. Côté hydraulique, il s'agit de l'énergie potentielle actuellement dissipée dans les valves lors de la descente de la flèche, ici non chargée. Une descente de flèche avec une charge de 27t offre trois à quatre fois plus d'énergie à récupérer. Côté chaîne de transmission, l'énergie cinétique perdue lors

du freinage pourrait elle aussi être captée. Ces deux phases de récupérations sont caractérisée par des fortes puissances concentrée sur des périodes courtes (quelques secondes) et sont donc propices à une récupération d'énergie et un stockage via un accumulateur hydropneumatique ou son équivalent électrique, la supercapacité.

Les flèches de couleur violette correspondent aux pertes énergétiques qui pourraient être réduites par une optimisation du fonctionnement de ses composants (ex : convertisseur de couple), ou bien par une évolution de l'architecture se traduisant par l'utilisation d'autres composants.

Enfin, bien que ceci n'apparaisse pas sur la Figure 31, il serait intéressant de faire fonctionner le moteur thermique dans des zones de rendement plus élevées. Cela implique une réduction de son régime nominal ainsi qu'un contrôle de la charge moteur plus adaptée, calculée par exemple à partir de la puissance nécessaire et non plus directement contrôlée par l'opérateur.

### IV. Evolutions

Il a été choisi dans un premier temps de réfléchir aux évolutions possibles concernant les équipements hydrauliques, et plus particulièrement la récupération d'énergie sur la fonction relevage. Il s'avère pertinent de travailler sur cette problématique en premier car l'architecture globale n'est pas remise en cause, il est en effet possible d'ajouter un système additionnel réalisant la récupération et la restitution de l'énergie sans modifier en profondeur l'existant. Trois solutions ont été étudiées, modélisées et simulées dans le but d'évaluer les gains qu'elles apportent. Dans la suite de ce document, seule la solution qui apporte les gains les plus élevés est présentée. Un schéma hydraulique des deux autres solutions est disponible en Annexe.



#### A. Présentation de la solution de récupération d'énergie

Le schéma ci-contre présente l'évolution proposée permettant la récupération de l'énergie potentielle lors de la descente de la flèche ainsi que la restitution de cette énergie a posteriori. Lors de la descente de la flèche, le fluide sous pression dans la grande chambre des vérins est dirigée vers un moteur à cylindrée fixe. Pour obtenir une vitesse de descente constante, il est donc nécessaire que le moteur tourne à une

Figure 32 : Intégration d'un système de récupération d'énergie potentielle

Laboratoire Ampère – Ecole Centrale de Lyon – 36, avenue Guy de Collongue - 69134 Ecully cedex – FranceTél : +33 (0) 4 72 18 60 99Fax : +33 (0) 4 78 43 37 17http://www.ampere-lab.fr

vitesse fixe et prédéfinie. La pompe à cylindrée variable permet la régulation du couple résistant en fonction de la pression dans l'accumulateur pour conserver cette vitesse de rotation constante. Dans le cas où l'accumulateur a atteint sa pression maximale, le surplus d'énergie est dissipée dans le limiteur de pression. Ensuite, lorsque l'opérateur souhaite réaliser un autre mouvement, le fluide sous pression contenu dans l'accumulateur est transféré au moteur hydraulique de restitution de manière à soulager le moteur thermique et réduire sa consommation de carburant. Cette structure s'apparente à celle présentée en [20], toutefois la solution proposée ici possède un système moteur/pompe hydraulique de récupération indépendant du moteur thermique, augmentant l'énergie récupérée puisque l'on s'affranchit du frein moteur. Le premier enjeu réside ici dans le compromis entre un dimensionnement raisonnable des composants et une récupération maximale de l'énergie potentielle. En effet les débit sont élevés et nécessitent des tailles de composants et des vitesses de rotation élevées. La seconde difficulté se trouve au niveau de la restitution de l'énergie car il est nécessaire d'analyser quelle est la situation la plus adaptée pour activer cette restitution. Il y a donc un travail à réaliser sur le dimensionnement optimal des composants couplé avec une commande adaptée assurant une optimum global.

#### B. Résultats de simulations

Le système a été modélisé via le logiciel LMS.AMESim dans la mesure où le nombre limite de variable de calcul avait été atteint sous MS1. Une commande simplifiée a été implémentée ce qui



permet de comparer les solutions entre elles sans pour autant atteindre l'optimum d'un point de vue énergétique. Dans la mesure où l'on s'intéresse ici uniquement aux actionneurs hydrauliques liés au levage, un cycle type sans translation a été mis au point, permettant notamment de réduire les temps de simulation. Il s'agit ici de prélever un conteneur à une hauteur donnée, de le descendre au sol, puis de le repositionner à hauteur initiale. Cette mission type a l'avantage de permettre un stockage d'énergie d'une restitution. suivi L'accumulateur a donc un état



Laboratoire Ampère – Ecole Centrale de Lyon – 36, avenue Guy de Collongue - 69134 Ecully cedex – FranceTél : +33 (0) 4 72 18 60 99Fax : +33 (0) 4 78 43 37 17http://www.ampere-lab.fr

de charge identique en début et fin de cycle.

Les résultats présentés sur la figure ci-contre ont été simulé avec un accumulateur d'un volume de 150L préchargé à 83 bar. La seconde colonne est la plus réaliste dans la mesure où la masse moyenne d'un conteneur varie entre 25t et 30t. L'ajout d'un système de récupération d'énergie pourra donc permettre de réduire la consommation de carburant entre 7% et 12,5%. Ces valeurs sont tout de même à nuancer car les cycles ne comprennent pas de phase de déplacement du reach stacker. De plus, le volume de l'accumulateur est assez élevé rendant son intégration au sein de la machine assez compliquée. Cependant la réduction du volume de l'accumulateur entraînerait une dégradation de l'énergie récupérée par rapport à celle récupérable (voir Figure 34).



Figure 34 : Energie récupérée en fonction du volume de l'accumulateur et de la position du conteneur (ex : 12 correspond à la première hauteur et seconde rangée)

## V. Perspectives et conclusions

#### 1. Travail effectué

La première année de thèse avait pour principal enjeu de comprendre et caractériser avec précision les échanges d'énergie au sein d'un reach stacker. Pour ce faire un modèle dynamique reprenant les éléments prépondérants d'un point de vue énergétique a été construit. Dans un second temps une campagne de mesures effectuée sur machine réelle a permis de confronter le modèle dynamique avec la réalité. Après un ajustement des paramètres du modèle, une analyse énergétique poussée a été menée de manière à mettre en lumière les sous-systèmes et les composants dissipant le plus d'énergie :

- <u>Le moteur thermique</u> fonctionne actuellement majoritairement à un rendement non optimisé ayant pour cause son régime trop élevé
- <u>Le circuit hydraulique</u> dissipe lui aussi une part importante de l'énergie, notamment lors de la descente de la flèche (relevage), mais aussi lors de la rentrée du vérin de télescopage
- Enfin la <u>chaîne de transmission</u> et plus particulièrement le convertisseur de couple est responsable d'un rendement global faible, surtout en phase d'accélération.

Cette première étape a donné lieu à la rédaction d'un article présenté en juin 2014 lors de la conférence FPNI qui se déroulait à Lappeenranta [31].

Dans un second temps, l'état de l'art des systèmes de transmission de puissance et des solutions d'hybridations a donné une bonne vue d'ensemble des architectures existantes. La problématique de récupération de l'énergie potentielle liée à la descente de la flèche a été traitée en premier puisque ce sous-système peut évoluer relativement facilement d'un point de vue industriel. Trois solutions ont été proposées et bien que l'une des solutions offre des gains plus importants que les autres, le choix définitif n'a pas encore été fait et des simulations dans des phases précises doivent encore être menées.

#### 2. Perspectives à court terme

Dans la mesure où les solutions en développement ont vocation à être industrialisée, le retour sur investissement de chacune d'elles devra être chiffré dans le but de les hiérarchiser. Lorsque l'une des solutions aura été adoptée, il s'agira d'une part de vérifier son intégration au sein de la machine et d'autre part de concevoir une commande correspondant au fonctionnement souhaité. Ces deux phases seront effectuées en collaboration étroite avec les spécialistes du bureau d'étude de la société Terex Cranes.

Concernant le circuit hydraulique de télescopage, un travail doit également être effectué dans l'optique de réduire la puissance nécessaire à la rentrée de tige. Cela pourra prendre la forme d'un réglage affiné de l'existant ou bien de la reconception du circuit hydraulique. Un travail approfondi sur les frottement au niveau de la glissière du télescopage a été mené par Terex et a abouti à l'utilisation d'un polyamide à faible coefficient de frottement et haute tenue à la contrainte mécanique.

#### 3. Perspectives à long terme

L'étude d'une nouvelle architecture de chaîne de transmission devra également être réalisée, basée sur l'étude bibliographique menée précédemment. Une transmission hydrostatique classique puis hybride seront modélisées puis simulées dans le but d'évaluer les gains qu'elles pourraient apporter. Une architecture série-parallèle sera probablement aussi étudiée.

D'un point de vue plus méthodologique, il s'agira de développer une démarche commune pour la conception d'un système hybride quelque soit ses particularités, aboutissant à un optimum global selon des critères choisi préalablement. Pour ce faire, il sera indispensable d'intégrer le choix des composants, leur dimensionnement ainsi que la commande qui leur est associée.
## VI. Bibliographie

- [1] S. Calloch, J. Cognard, D. Dureisseix et D. Marquis, Les Systèmes de Transmission de Puissance, Lavoisier, Éd., Hermes Science, 2003.
- [2] Konecranes, «Hybrid Reach Stacker,» Konecranes, [En ligne]. Available: http://www.kclifttrucks.com/company/konecranes-lifttrucks-research-and-developmenthighlights. [Accès le 25 06 2014].
- [3] A. Johansson et J.-C. Ossyra, «Hydraulic Hybrid Transmission Design Considerations for Optimal Customer Satisfaction,» *7th International Fluid Power Conference*, Aachen, 2010.
- [4] T. H. Ho et K. K. Ahn, «Design and control of a closed-loop hydraulic energy-regenerative system,» *Automation in Construction*, vol. 22, n° 10, pp. 444-458, 2012.
- [5] S. Hui, «Multi-objective optimization for hydraulic hybrid vehicle based on adaptive simulated annealing genetic algorithm,» *Engineering Applications of Artificial Intelligence*, vol. 23, n° 11, pp. 27-33, 2010.
- [6] S. S. Hiremath, R. Ramakrishnan et M. Singaperumal, «Optimization of process parameters in series hydraulic hybrid system through multi-objective function,», *The 13th Scandinavian International Conference on Fluid Power, SICFP2013*, 2013.
- [7] M. Sprengel et M. Ivantysynova, «Investigation and Energetic Analysis of a Novel Hydraulic Hybrid Architecture for On-Road Vehicles,» *The 13th Scandinavian International Conference on Fluid Power*, Linköping, 2013.
- [8] S. Hui et J. Junqing, «Research on the system configuration and energy control strategy for parallel hydraulic hybrid loader,» *Automation in Construction*, vol. 19, n° 12, pp. 213-220, 2010.
- [9] S. Hui, Y. Lifu et J. Junqing, «Hydraulic/electric synergy system (HESS) design for heavy hybrid vehicles,» *Energy*, vol. 35, n° 112, pp. 5328-5335, 2010.
- [10] X. Zeng, N. Yang, Y. Peng, Y. Zhang et J. Wang, «Research on energy saving control strategy of parallel hybrid loader,» *Automation in Construction*, vol. 38, n° 10, pp. 100-108, 2014.
- [11] M. Sprengel et M. Ivantysynova, «Coupling Displacement Controlled Actuation with Power Split Transmissions in Hydraulic Hybrid Systems for Off-Highway Vehicles,» *Fluid Power* and Motion Control, 2012.
- [12] A. Macor et A. Rossetti, «Fuel consumption reduction in urban buses by using power split transmissions,» *Energy Conversion and Management*, vol. 71, n° 10, pp. 159-171, 2013.
- [13] A. Macor et A. Rossetti, «Optimization of hydro-mechanical power split transmissions,» Mechanism and Machine Theory, vol. 46, n° 112, pp. 1901-1919, 2011.
- [14] M. Sprengel et M. Ivantysynova, «Investigation and Energetic Analysis of a Novel Blended Hydraulic Hybrid Power Split Transmission,» 9TH INTERNATIONAL FLUID POWER CONFERENCE, 2014.

- [15] X. Liang et T. Virvalo, «An energy recovery system for a hydraulic crane,» Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part C: Journal of Mechanical Engineering Science, vol. 215, n° 16, pp. 737-744, 2001.
- [16] T. Lin, Q. Wang, B. Hu et W. Gong, "Development of hybrid powered hydraulic construction machinery," *Automation in Construction*, vol. 19, n° 11, pp. 11-19, 2010.
- [17] T. Lin, Q. Wang, B. Hu et W. Gong, «Research on the energy regeneration systems for hybrid hydraulic excavators,» *Automation in Construction*, vol. 19, n° 18, pp. 1016-1026, 2010.
- [18] K. Einola, «Prestudy on Power Management of a Cut-To-Length Forest Harvester with a Hydraulic Hybrid System,» The 13th Scandinavian International Conference on Fluid Power, SICFP2013, 2013.
- [19] K. Einola et M. Erkkila, «Dimensioning and Control of a Hydraulic Hybrid System of a Cut-To-Length Forest Harvester,» 9TH INTERNATIONAL FLUID POWER CONFERENCE, 2014.
- [20] H. Hanninen et M. Pietola, «Improving Energy Efficiency of Reach Truck Utilizing Hydraulic Transformer Based Recovery System,» 9TH INTERNATIONAL FLUID POWER CONFERENCE, 2014.
- [21] R. Hippalgaonkar et M. Ivantysynova, «A Series-Parallel Hydraulic Hybrid Mini-Excavator with Displacement Controlled Actuators,» *The 13th Scandinavian International Conference on Fluid Power, SICFP2013*, 2013.
- [22] D. C. Karnopp, D. L. Margolis et R. C. Rosenberg, System Dynamics: Modeling and Simulation of Mechatronic Systems, fourth edition, I. John Wiley & Sons, Éd., John Wiley & Sons, Inc, 2006.
- [23] W. Borutzky, Bond Graph Modelling of Engineering Systems, W. Borutzky, Ed., Springer, 2011.
- [24] F. Lorenz, «Site officiel dédié au logiciel MS1,» Lorsim, Janvier 2007. [En ligne]. Available: http://www.lorsim.be/fra/index.htm. [Accès le Juin 2014].
- [25] W. Marquis-Favre, «Contribution à la représentation bond graph des systèmes multicorps,» Lyon, 1997.
- [26] G. Romero, J. Felez, J. Maroto et J. Mera, «Efficient simulation of mechanism kinematics using bond graphs,» *Simulation Modelling Practice and Theory*, vol. 17, n° 11, pp. 293-308, 2009.
- [27] D. Hrovat et W. Tobler, «Bond graph modeling of automotive power trains,» *Journal of the Franklin Institute*, vol. 328, pp. 623-662, 1991.
- [28] D. Hrovat et W. Tobler, «Bond graph modeling and computer simulation of automotive torque converters,» *Journal of the Franklin Institute*, vol. 319, pp. 93-114, 1985.
- [29] J. Laffite, «Aide à la conception et au dimensionnement énergétique et dynamique des systèmes mécatroniques par une approche inverse : Application aux chaînes de transmission automobiles,» Lyon, 2004.

- [30] G. Dauphin-Tanguy, V. Abadie, E. Bideaux, I. Bottemanne, J. Buisson, H. Cormerais, F. Guillemard, M. Lebrun, J. Lefevre, W. Marquis-Favre, B. O. Bouamama, A. Rahmani, A. Rault, S. Scavarda, C. Sueur et J. Thoma, Les bond graphs, Hermes Science, 2000.
- [31] T. Schaep, W. Marquis-Favre, E. Bideaux, E. Noppe, P. Rodot, J.-C. Bernigaud et V. Langlois, «Bond Graph Modelling and Energy Flow Analysis of a Reach Stacker,» *Proceedings of the* 8th FPNI Ph.D Symposium on Fluid Power, Lappeenranta, 2014.

## VII. Annexes

## Annexe 1 Α.

	(HP)	1990	1997	1998	1999	2000	2001	2002	2003	2004	2005	2006	2007	2008	2009	2010	2011	2012	2013	2014	2015	2016	2017		
0 - 7	(0 - 10)			-			(1)	0.5)/8.0/1	.0		(7.5	) / 8.0 / 0.80	1				17	5)/66/0	1.40						
8 - 18	(11 - 24)						( 9	.5)/6.6/0.	80		(7.5	)/66/0.80	)				( <sup>,</sup>		5.40						
19 - 36	(25 - 48)			( 9.5 ) / 5.5 / 0.80						(7.5)/5.5/0.60						/ 5,0 / 0.30				1.43	7. / 5.0 / 0.03				
87 - 55	(49 - 74)				0	21-1-1-					175	1/50/04			(47)	/ 5.0 / 0.30				( 4.7	17 5.07 0.02				
6 - 74	(75 - 99)		9.27												(4.7)/5.0/0.40			54/040150/002			040/010/50/002				
5 - 129	(100 - 173)		9.2 / - / - / -				(6.6)/5				5.0 / 0.30				(4.0)/5.0/0.30			24701870112002				0.4070.1973.070.02			
30 - 224	(174 - 301)		9.2 / 1.3 / 11.4 / 0.54				(6.6)/3.5				0 (4.0				0   / 3,5 / 0,20										
25 - 449	(302 - 602)		9.2 / 1.3 / 11.4 / 0.54				( 6.4 ) / 3.5 / 0.20				(4.0)/3.5				8.5 / 0,20			19/3.5/0			.40/0.19/3	5 / 0.02			
50 - 560	(603 - 751)	9.2 / 1.3 / 11.4 / 0.54				(6.4)/3.5/0.20				(4.0)/			3.5 / 0.20												
560	(>751)						9.2 / 1.3 / 11.4 / 0.54				(6,4)/3.5/0.20						11/	9.40/3 5/0	0.10 / 0.10**		3.5/0.19/	3.5 / 0.04 3.5 /0.03*			
10.00																Tier 1	Tier	2 📕 Ti	er 3	Tier 4 - Int	termédiaire	Tier	r 4 – Fina		
UROPE																200	=					17.0			
w	(HP)	1996	1997	1998	1999	2000	2001	2002	2003	2004	2005	2006	2007	2008	2009	2010	2011	2012	2013	2014	2015	2016	2017		
8 - 36	(24 - 48)			8.0/1.5							(7.5)/5.5/0.6														
7 - 55	(49 - 74)					0.2	113/65/	10.95		70410/50/04						1471050104					47)/50/(	025			
6 - 74	(75 - 99)					3.4	11.370.37	0.00			1.071.375.070.4						3.3 / 0.19 / 5.0 / 0.025		025	0.4./0.10./5.0./0.025					
5 - 129	(100 - 173)		-		9.2 / 1.3 / 5.0 / 0.70					6.0/1.0/5.0/0.3				(40)/50/03			3.3/0.19/5.0/0.025			1996 -	0.470.1975.070.025				
				-	a second s						6,0/1.0				10110010								0.4 / 0.19 / 3.5 / 0.025		
30 - 560	(174 - 751)				9.2 / 1.	3/5.0/0.5	4	6,0	/1.0/3.5/	0.2	6.0.7 1.0	1 3.01 9.3	(·	10173.57	),2 ),2	4	2.0/0	3,370. 1973,570	1976.070. 025	029	0.4/0.19/3	.5 / 0.025			
<b>30 - 560</b> APON (L W	(174 - 751) es dates d'introduction (HP)	n sont en octobr 1996	e de l'anné <b>1997</b>	e Indiquée) 1998	9.2/1. 1999	3/5.0/0.5	2001	6.0 2002	2003	0.2 2004	2005	2006	2007	2008	2009	2010	2.0/0 Étape I 2011	3370 1973570 Étape 2012	025 11 💼 É 2013	tape IIIA 2014	0.4 / 0.19 / 3 Étape 2015	.5 / 0.025 IIIB <b>П</b> 2016	Étape II 2017		
30 - 560 APON (L W - 18	(174 - 751) es dates d'introduction (HP) (11 - 24)	n sont en octobr <b>1996</b>	e de l'anné 1997	ée Indiquée) 1998 Les normes	9.2 / 1. 1999 Tier 1 sont	3 / 5.0 / 0.5 2000 spécifiques	4 2001	6.0 2002	/1.0/3.5/ 2003	0.2	2005 9.0/1.5/	2006 /5.0/0.8	2007	2008	2009	2010	2 0 / 0 Étape I 2011	3370 1973570 Étape 2012	025 9 II 📕 É 2013	tape IIIA 2014	0.4 / 0.19 / 3	.5 / 0.025 IIIB 🔳 2016	Étape I <sup>I</sup> 2017		
30 - 560 APON (L W I - 18 9 - 36	(174 - 751) es dates d'introduction (HP) (11 - 24) (25 - 48)	n sont en octobr 1996	e de l'anné 1997	ée Indiquée) <b>1998</b> Les normes à l'applicati	9.2 / 1. <b>1999</b> Tier 1 sont on	.3 / 5.0 / 0.5 <b>2000</b> spécifiques	4 2001	6.0 2002	/ 1.0 / 3.5 / 2003 8,	0.2 2004	2005 9.0/1.5/ 5.0/0.8	2006 /5.0/08	2007	2008	).2 2009 6.0/	2010 :0/50/04	2 0 / 0 Étape I 2011	3370 1973570 Étape 2012	025 9 II <b>6</b> É 2013	tape IIIA 2014	0.4 / 0.19 / 3	.5 / 0.025	Étape II 2017		
30 - 560 APON (L W - 18 9 - 36 7 - 55	(174 - 751) es dates d'introduction (HP) (11 - 24) (25 - 48) (49 - 74)	n sont en octobr 1996	e de l'anné 1997	ée Indiquée) 1998 Les normes à l'applicati 9.2 / 1.3 / 5	9.2 / 1. <b>1999</b> Tier 1 sont on .0, Les no	.3 / 5.0 / 0.5 2000 spécifiques rmes Tier 1	4 2001 sont spécif	6,0 2002 iques à	2003 8	0.2 2004 0/1.5/	2005 9.0 / 1.5 / 5.0 / 0.8	2006 /50/08	2007	2008	2009 6.0/	2010 2010 0/50/04	2.070 Étape I 2011 0 0 0 30	3.370. 1973570 Étape 2012	025 9 II <b>6</b> 2013	tape IIIA 2014	0.4 / 0.19 / 3 Étape 2015	.5 / 0.025 IIIB <b>1</b> 2016	Étape I <sup>1</sup> 2017		
30 - 560 APON (L W - 18 9 - 36 7 - 55 6 - 74	(174 - 751) es dates d'introduction (HP) (11 - 24) (25 - 48) (49 - 74) (75 - 99)	1 sont en octobr 1996	e de l'anné 1997	e Indiquée) 1998 Les normes à l'application 9.2 / 1.3 / 5 l'application	9.2 / 1. <b>1999</b> Tier 1 sont on .0, Les no n et concerne	.3 / 5.0 / 0.5 2000 spécifiques rmes Tier 1 ent les mote	4 2001 sont spécif urs de 30 à	6.0 2002 iques à 260 kW	2003 8	0.2 2004 0/1.5/	2005 9.0/1.5/ 5.0/0.8 7.0/1.3/	<b>2006</b> /5.0/0.8	2007	2008	2009 60/ 41 40/0.	2010 (0/50/04 )/07/50/	2.070 Étape I 2011 0 1.31	3370 1973570 Étape 2012	025 11 <b>2</b> É 2013	tape IIIA 2014	0.4/0.19/3 Étape 2015	.5 / 0.025	Étape II 2017		
30 - 560 APON (L W 3 - 18 19 - 36 37 - 55 56 - 74 75 - 129	(174 - 751) es dates d'introduction (HP) (11 - 24) (25 - 48) (49 - 74) (75 - 99) (100 - 173)	n sont en octobr 1996	e de l'anné <b>1997</b>	e Indiquée) 1998 Les normes à l'application 9.2 / 1.3 / 5 l'application Les normes	9.2 / 1. <b>1999</b> Tier 1 sont on .0, Les no et concerne Tier 1 sont	3 / 5.0 / 0.5 2000 spécifiques rmes Tier 1 ent les mote spécifiques	4 2001 sont spécif urs de 30 à	6,0 2002 iques à 260 kW	2003 8 6	0.2 2004 0/1.5/	2005 9.0/1.5/ 5.0/0.8 7.0/1.3/ 5.0/0.3	<b>2006</b> /5.0/0.8 /5.0/0.4	2007	2008	2009 6.0/ 4.1 4.0/0. 6/0.4/5.0	2010 0/50/04 0/07/50/ 7/50/025 (020	2010 Étape I 2011 0 0 0	3370 1973570 Etape 2012	025 2013	tape IIIA 2014 4.070	0.4 / 0.19 / 3 Étape 2015 7 / 5 0 / 0.02	.5 / 0.025 IIIB 2016 .4 / 0.19 / 1 .02	Étape I <sup>I</sup> 2017 5.0 /		

neo omáricoino neur lo protoction environnementelo) 110 ----

appliqu

Laboratoire Ampère – Ecole Centrale de Lyon – 36, avenue Guy de Collongue - 69134 Ecully cedex – France

Fax : +33 (0) 4 78 43 37 17

http://www.ampere-lab.fr

30

## B. Annexe 2



C. Annexe 3

