



Actes Journée MIS

27 juin 2018, Saint-Bernard

	Session 1	
08:20	BELLOUMI Wided (M1 – Vollaire)	Optimisation automatique du routage et du placement des composants dans les circuits d'alimentation vis-à-vis des contraintes CEM.
08:45	TRAN Thanh-Kha (T1 – Yahoui, Siauve)	Power line communication design on DC supply bus for distributed power
09:10	KREISS Jérémie (M2 – Lin Shi, Trégouët, Delpoux, Gauthier)	Allocation de commande pour l'électrotechnique et l'électronique de puissance
09:35	ZAFEIRATOU Iggyso (T1 / LCIS – Piétrac, Lefebvre)	Decentralized supervision control of complex hybrid systems
	Session 2	
11:00	SENAC Thibault (M1M2 / Moreau, Lelevé, Krähenbühl)	Développement d'un simulateur d'apprentissage d'un geste d'anesthésiste : la péridurale
11:25	XU Changyi (T1 – Niel)	Formal approaches contribution onto dynamic dependability assessment of power meshed nets
11:50	LONGHITANO Maria Roberta (M1 / ULG – Sixdenier, Scorretti, Krähenbühl, Geuzaine)	MoDiMaHaut : Modélisation 3D de Dispositifs électrotechniques avec des modèles de Matériaux adaptés pour les Hautes fréquences / températures.
12:15	BEN MARZOUK Mohamed (T1 / GEST – Venet, Sari, Clerc, Pélissier)	Apport des cycles d'usage représentatifs synthétiques pour les études de vieillissement de batteries

Optimisation automatique du routage et du placement des composants dans les circuits d'alimentation vis-à-vis des contraintes CEM

Wided BELLOUMI

Christian VOLLAIRE, Jaleddine Ben HADJ SLAMA, Arnaud BREARD

Date effective de début du travail : 17/10/2016

Financement de la rémunération du doctorant : Bourse d'alternance

Résumé— Ma thèse s'inscrit dans le cadre de thèse en cotutelle entre le laboratoire de recherche LATIS de L'Ecole Nationale d'Ingénieurs de Sousse et le laboratoire Ampère de l'Ecole Centrale de Lyon. Elle est financée au moyen d'une bourse d'alternance du Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la recherche Scientifique en Tunisie. Dans le cadre de ces travaux, il s'agit de traiter le routage des circuits d'alimentation à découpage. En effet, en haute fréquence, le comportement de ces circuits est modifié à cause de l'apparition des éléments parasites. Dans le but de minimiser les interférences électromagnétiques, différentes méthodes ont été développées. En revanche, ces outils sont limités et ne permettent pas de réaliser l'optimisation de manière automatique. De plus, ils ne garantissent pas l'optimalité de la solution du circuit construit. Ce travail a pour objectif de développer une méthode d'optimisation automatique permettant d'obtenir des circuits électroniques ayant un comportement électromagnétique optimal.

Mots clés : Compatibilité électromagnétique, modélisation EM, optimisation, routage automatique.

Abstract— My PhD thesis is part of a joint supervision between the research laboratory LATIS of the National School of Engineers of Sousse and the Ampère laboratory of the Centrale of Lyon. It is financed by a governmental scholarship from the Ministry of Higher Education and Scientific Research in Tunisia. In this study, we focus on electronic power supplies. In fact, in high frequency, the behavior of those circuits is changed due to the appearance of the parasitic elements. Various methods have been developed to minimize electromagnetic interferences. However, these tools are limited and they don't allow the optimization to be carried out automatically. Also, they don't guarantee

the optimality of the constructed solution circuit. The aim of this study is to develop a new automatic optimization method to obtain power converters with optimum electromagnetic behavior.

Keywords: Electromagnetic compatibility, EM modelling, optimization, automatic routing.

I. INTRODUCTION

Dans l'évolution actuelle de l'électronique, le développement des systèmes d'électronique de puissance prend une place très importante dans différentes applications. Les dispositifs de conversion de puissance se développent rapidement pour atteindre un rendement et une puissance élevée. En augmentant les fréquences de fonctionnement, les densités de puissance peuvent être augmentées très vite. Cependant avec les exigences actuelles en termes de perte, taille et de coût, de nombreux dispositifs électroniques ont été développés pour une fréquence de commutation plus élevée. Par conséquent les paramètres parasites, tels que l'inductance parasite, augmentent, ce qui peut former des pics de tension dues à l'augmentation du di/dt [1]. Ces paramètres parasites multiplient les sources de perturbations électromagnétiques ce qui rend les problèmes EMI encore plus critiques [1]. Pour assurer une efficacité et performance des dispositifs de puissance à haute densité, des efforts sont nécessaires dans la conception des routages pour minimiser l'impact des émissions électromagnétiques [2]. La phase de routage d'un circuit imprimé est particulièrement importante. Un bon routage permet donc de réduire de façon significative un grand nombre de problèmes de

perturbations par contre un routage mal conçu peut entraîner des interférences électromagnétiques et des problèmes de compatibilité qui affecteront fortement le fonctionnement du dispositif électronique. Donc la conception d'un circuit imprimé pour des modules d'alimentation puissants et robustes a attiré de plus en plus l'intérêt des concepteurs de cartes électroniques. Malheureusement, la conception de routage repose principalement sur de procédés empiriques manuels basés sur l'expérience personnelle. Il existe différentes recommandations pour effectuer le placement des composants ou le tracé d'un typon de manière à réduire les couplages électromagnétiques au niveau d'une carte. Ces recommandations permettent en général d'apporter des améliorations et de réaliser un compromis au niveau des couplages électromagnétiques sans permettre de garantir que les choix adoptés sont optimaux par rapport aux contraintes CEM.

Par conséquent, l'optimisation de routage automatique devient une nécessité. Dans ce cadre, il existe plusieurs travaux de recherche qui s'orientent vers l'optimisation de la conception vis-à-vis des contraintes CEM.

Oliveira et al. [3] se sont intéressés à la modélisation et à l'optimisation des performances d'un filtre CEM et plus précisément à son routage. Ils ont utilisé l'outil PEEC pour la modélisation des pistes de circuits imprimés; c'est une méthode numérique permettant des calculs rapides en raison d'un maillage relativement limité. Ils ont pris l'algorithme génétique comme outil d'optimisation pour sélectionner la meilleure solution de routage électro-magnétiquement parlant. Les auteurs ont agi uniquement sur le circuit de connexion pour optimiser le comportement EM du filtre.

Ning et al. [4] ont également essayé d'optimiser le routage de module de puissance en utilisant un algorithme génétique.

Hingora et al. [5] ont proposé une stratégie basée sur un algorithme génétique pour la conception automatique de la disposition des modules de puissance. Ils ont proposé que le logiciel Power-CAD puisse être un outil permettant de gagner du temps pour la conception de routage. Il s'agit d'une combinaison de simulation par éléments finis, extraction de paramètres parasites, modèles thermiques, électriques et mécaniques et un algorithme d'optimisation de la disposition pour obtenir un routage optimal.

Zhou dans [6], s'est intéressé à la conception d'un filtre LC optimisé en se basant sur les modèles 3D des composants. Dans le but de trouver le meilleur positionnement des composants d'un filtre, il a utilisé un outil d'optimisation appelé « FGOT ». Les variables d'optimisation sont les paramètres du modèle

(dimensions, paramètres physiques,..) et la fonction objectif tend à minimiser la différence entre la réponse du modèle et les mesures expérimentales. Il a utilisé une cosimulation entre Inca3D et FGOT pour faire des optimisations géométriques. Comme méthode d'optimisation, il a choisi l'algorithme génétique.

Bahman et al. [7] ont combiné ANSYS Q3D et l'outil de conception de routage « PowerSynth » qui est basé sur le programme d'optimisation NSGA-II pour atteindre la meilleure solution de routage.

Afin de prédire la signature CEM du convertisseur. Il convient donc de déterminer correctement la valeur des éléments parasites du routage pour pouvoir modéliser correctement les perturbations. Les paramètres parasites pourraient alors être extraits en utilisant des logiciels tels que Ansys Q3D, Inca3D ou FastHenry.

Le présent travail s'intéresse à l'optimisation du convertisseur avant de passer à la solution de filtrage ce qui permettra de réduire le coût et le volume du filtre. C'est dans cette problématique que se situent les travaux de cette thèse. Ces derniers consistent à optimiser le routage et la disposition des composants pour réduire les perturbations électromagnétiques conduites et rayonnées.

Notre objectif consiste donc à développer un processus d'optimisation automatique permettant d'aider les concepteurs des circuits d'alimentation à découpage dans la recherche des solutions optimales vis-à-vis des contraintes CEM.

II. STRUCTURE ETUDIEE ET MODELES DES COMPOSANTS

Le circuit adopté dans cette étude est un hacheur série alimenté par une source E1 au travers d'un RSIL. La cellule de commutation est formée par un transistor MOSFET de type IRF P460, commandé par une tension E2 à une fréquence de commutation de 50 kHz, par deux condensateurs d'entrée (avec prise en compte des éléments parasites ESR et ESL) et par une diode de roue libre. Nous avons remplacé la diode de roue libre par un deuxième transistor de même référence que celui pour la commutation et cela en réalisant un court-circuit entre grille et source.

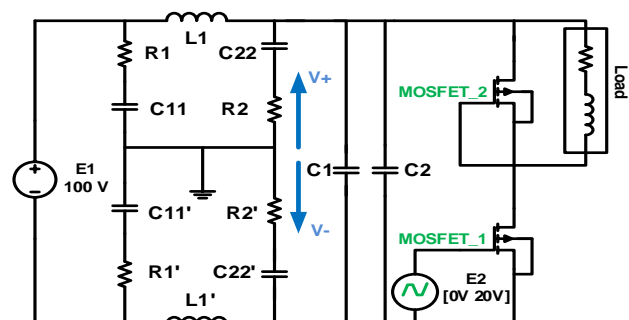


Fig.1. Circuit électrique du hacheur étudié

A. Capacités de découplage

Les condensateurs ont des comportements non idéaux qui dépendent de la fréquence, c'est pourquoi un condensateur ne peut être uniquement modélisé par sa capacité. Il faut donc utiliser un modèle électrique équivalent qui inclue le comportement non idéal.

Dans le convertisseur considéré, deux condensateurs de découplage (un condensateur C1 polyester et un condensateur céramique C2) sont utilisés. Le modèle électrique proposé est le circuit équivalent classique RLC. Les mesures d'impédance pour les deux condensateurs ont été effectuées avec un impédancemètre Agilent 4294A dans une gamme de fréquence de 1KHz à 50MHz. Ces mesures permettent d'extraire les paramètres du modèle (Fig.2). Ensuite, une comparaison entre l'impédance du condensateur modélisée et l'impédance mesurée est effectuée. Les résultats sont satisfaisants pour les deux condensateurs de découplage (Fig.3 et Fig.4).

Le modèle équivalent du condensateur est représenté par la figure (2) :

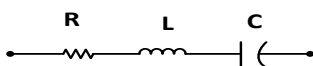


Fig.2. Circuit électrique équivalent

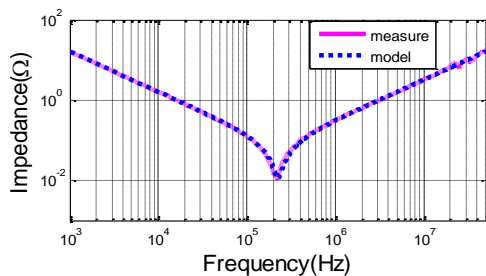


Fig. 3. Condensateur C1

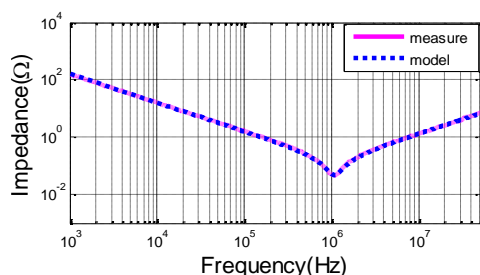


Fig.4. Condensateur C2

Le tableau 1 donne les valeurs équivalentes identifiées pour les deux capacités de découplage.

	Table 1		
	R (mΩ)	L (nH)	C
C1	11.2	50	9.9 uF
C2	47.5	20.7	993 nF

B. MOSFET

Dans la littérature, Il existe plusieurs travaux qui s'intéressent à la modélisation des transistors MOSFET. Nous nous intéressons au modèle de type SPICE niveau 3 du Transistor MOS de type IRFP460 de VISHAY. Ce modèle très fin, permet de représenter les caractéristiques statiques et permet également de modéliser les effets dynamiques telles que les variations des capacités CGD et CDS [8] [9].

C. RSIL

Afin de mesurer les perturbations conduites, un RSIL (Réseau de Stabilisation d'Impédance de Ligne) doit être inclus dans le circuit considéré. Le RSIL s'apparente à un filtre inséré entre le dispositif sous test et le réseau. Son rôle est d'isoler le réseau, sur lequel peuvent exister des perturbations de mode commun et de mode différentiel, de l'équipement sous test. Le schéma équivalent du RSIL utilisé est celui proposé dans [10] (Figure (5)).

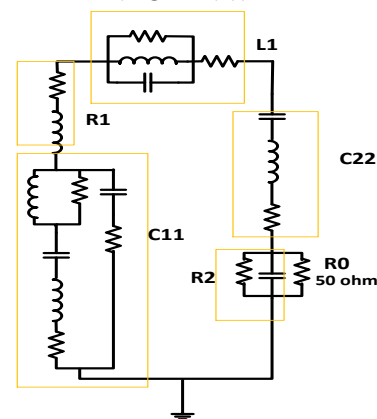


Fig.5. Schéma électrique équivalent du RSIL

La tension de mode commun (VCM) et la tension de mode différentiel (VDM) sont définies dans les équations (1) et (2).

$$VCM = \frac{v^+ + v^-}{2} \quad (1)$$

$$VDM = v^+ - v^- \quad (2)$$

D. Charge

La charge du hacheur est une charge RL, équivalente à une résistance de 122Ω et une inductance de 1,25 mH. Trois mesures ont été effectuées pour construire le modèle. Ce modèle de charge est représenté par trois impédances (Z1, Z2 et Z3) (Fig .6).

- La mesure (A) représente les deux impédances du mode commun (CM) en parallèle. Il est nécessaire de court-circuiter la résistance et l'inductance de chaque côté de la charge pour empêcher la mesure de l'impédance du mode différentiel (Fig .7.a).

• La mesure (B) représente l'impédance du mode différentiel (DM) et l'impédance du mode commun au niveau de la résistance. Pour effectuer cette mesure, il est nécessaire de court-circuiter l'impédance de mode commun au niveau de l'inductance (Fig.7 .b).

• La mesure (C) représente l'impédance du mode différentiel et l'impédance du mode commun au niveau de l'inductance. Pour réaliser cette mesure, il est nécessaire de court-circuiter l'impédance de mode commun au niveau de résistance (Fig.7.c).

Ce modèle dispose de trois impédances équivalentes avec plusieurs cellules RLC. L'impédance mesurée entre les deux bornes de la charge et le plan de masse est représentée par deux capacités (Cp1 et Cp2). Ce modèle a été comparé et validé avec des mesures expérimentales pour une gamme de fréquence de 40 Hz à 30 MHz.

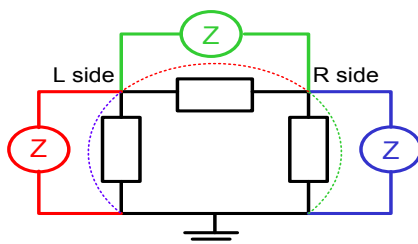


Fig.6. Configuration de mesure de la charge

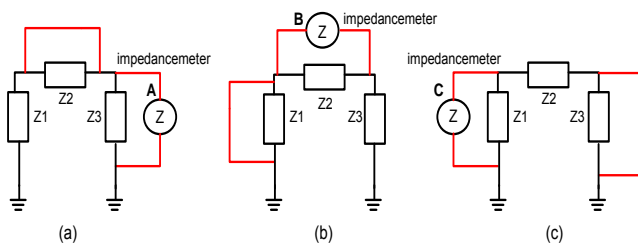


Fig.7. (a) mesure, (b) mesure B, (c) mesure C

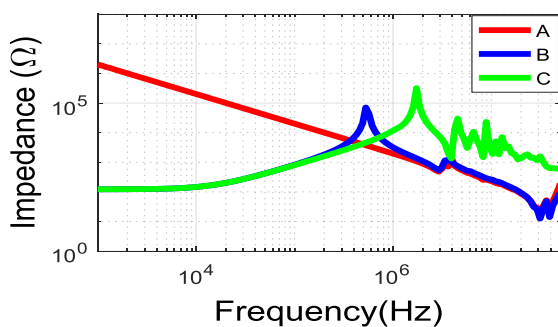


Fig.8. Impédance de la charge

E. But de l'Etude

Cette étude a pour but de quantifier l'impact du routage sur la signature CEM. Le routage a une importante influence dans la conception du convertisseur et a un impact significatif sur les émissions conduites car il est responsable des surtensions aux bornes des commutateurs en raison de la variation élevée de courant qui apparaît dans la phase de commutation [11] [12]. Par conséquent, nous

devons déterminer correctement les valeurs des éléments parasites de routage afin de modéliser précisément les émissions et de prédire la signature CEM du convertisseur.

F. Méthodologie proposée

Pour quantifier l'influence des éléments parasites du routage sur le comportement du convertisseur, nous avons choisi de réaliser des routages différents du circuit du hacheur série. Notre méthodologie se base sur 3 étapes : tout d'abord, la conception de différents modèles de circuits a été effectuée à l'aide du logiciel ADS. Ensuite, la modélisation des routages du circuit a été faite avec le logiciel ANSYS Q3D extractor qui permet facilement l'extraction des éléments parasites du routage tels que les résistances, les inductances partielles, les capacités et les conductances. Le logiciel Q3D génère automatiquement un modèle SPICE équivalent, le modèle obtenu est implanté dans le simulateur de circuit Simplorer. Enfin, un modèle électrique complet du circuit du hacheur est développé afin de prédire avec précision l'impact du routage sur les perturbations conduites.

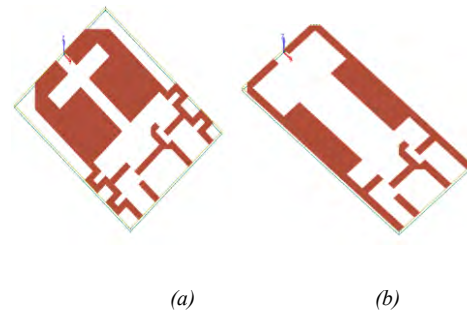


Fig.9. Routages du circuit de hacheur : (a) routage1, (b) routage2

G. Simulation Electrique

L'importation de modèle 3D au sein du simulateur Simplorer est traitée dans cette partie. Ce simulateur est extrêmement répandu. De plus, il est couplé avec le logiciel Q3D extractor, c'est-à-dire, un circuit équivalent généré par le premier est importable dans le deuxième. Ce logiciel est codé en langage VHDL-AMS, il contient les équations différentielles régissant le comportement électrique de la géométrie considérée [13]. Dans cette partie, nous simulons le circuit complet dans le domaine temporel, y compris les circuits électriques équivalents des composants passifs et actifs et les modèles équivalents des routages, ceci permet d'obtenir les tensions de mode différentiel et de mode commun aux bornes des RSIL, la tension drain-source et le courant dans la charge. La figure (10) montre le circuit de hacheur simulé.

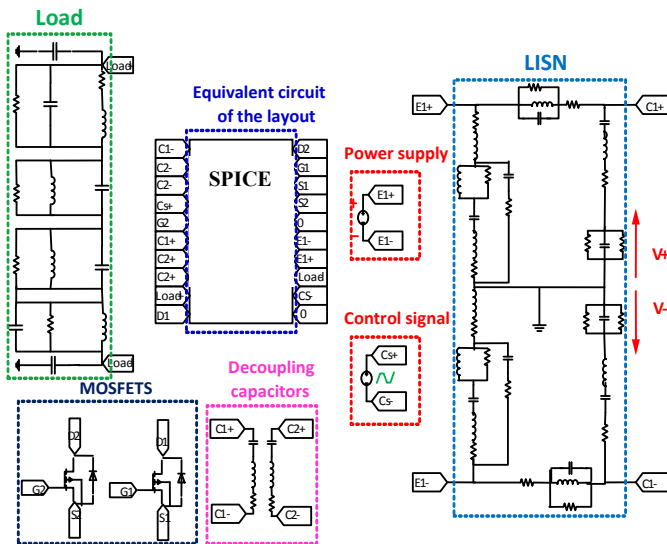


Fig.10. Schéma électrique sous Simplorer du premier routage

III. VALIDATION DU MODELE

Pour valider le modèle du circuit, des mesures sont effectuées. Les signaux dans les terminaux des RSIL positifs et négatifs ont été enregistrés à l'aide d'un oscilloscope (LECROY WRHRO64Zi). Le courant dans la charge a été mesuré avec la sonde TEKtronix TCP 312, connectée à un amplificateur TEKtronix TCP A300 AC / DC. La tension drain-source dans le MOSFET est mesurée avec une sonde différentielle 100 MHz.

A. Comparaison des mesures de tension en mode commun et en mode différentiel pour les différents routages

La comparaison du spectre de tension en mode commun est présentée dans la Fig. 11, l'amplitude du spectre est plus élevée pour la deuxième configuration, avec des différences de 7 dBV maximum allant de 20 MHz à 50 MHz.

La comparaison du spectre de tension en mode différentiel est présentée dans la figure 12, il existe des différences dans la gamme de fréquences (10KHz-50MHz). Les perturbations générées par le second routage sont plus élevées que pour le premier routage avec des différences de maximum 7dB μ V dans l'amplitude du spectre.

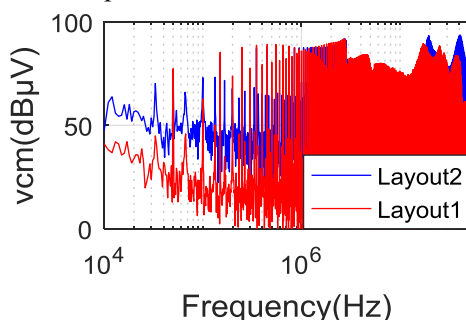


Fig.11. Comparaison des mesures de la tension en MC pour les deux routages

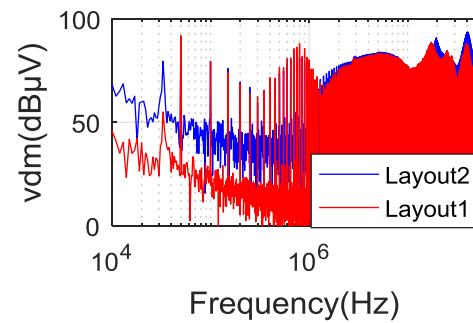


Fig.12. Comparaison des mesures de la tension en MD pour les deux routages

Afin d'assurer l'influence de la modélisation du routage sur les perturbations conduites, les tensions CM, DM, sont comparées les unes aux autres pour les deux configurations. Les composants utilisés dans la cellule de commutation considérée sont les mêmes pour deux routages, ainsi que la commande pour le MOSFET. La tension de mode commun pour les cas de test est présentée dans la Fig.13. La tension du mode différentiel est présentée dans la Fig.14. Il existe des différences significatives entre les deux courbes.

Les perturbations générées par le deuxième routage sont plus élevées que le premier routage.

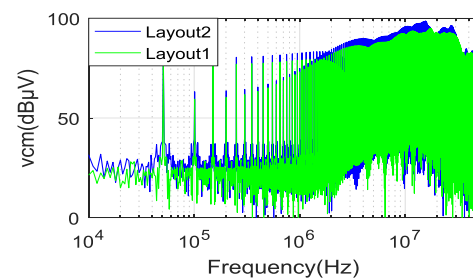


Fig.13. Comparaison des mesures de la tension en MC pour les deux routages

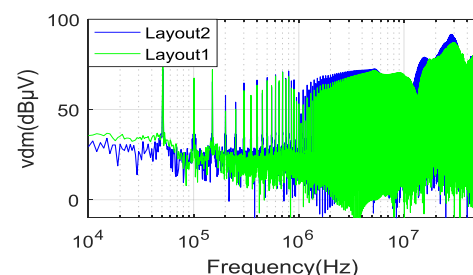


Fig.14. Comparaison des mesures de la tension en MD pour les deux routages

IV. PROCESSUS D'OPTIMISATION

A. Aspect automatique du processus d'optimisation

L'automatisation du processus d'optimisation est une étape nécessaire. En effet il existe plusieurs phénomènes à considérer. En fait, il est essentiel de prendre en compte simultanément tous les paramètres influents sur le circuit car la modification d'un seul

terme entraîne des variations sur tous les autres. Alors ce processus d'automatisation permettra de considérer tous les phénomènes parasites, à chaque itération, lors du calcul des perturbations conduites.

B. Principe d'optimisation

Dans ce travail nous proposons une nouvelle méthodologie permettant la conception optimale des circuits électroniques du point de vue CEM. Nous avons choisi dans un premier temps, d'utiliser une approche numérique pour caractériser tous les phénomènes parasites des circuits. Avant d'entamer le processus d'optimisation automatique nous avons montré l'influence du routage sur la signature CEM, ceci en faisant appel à des plateformes de modélisation numérique ANSYS Q3D et simulation de type circuit Simplorer.

L'optimisation d'un convertisseur peut être réalisée en faisant varier le positionnement et l'orientation des composants discrets, ou bien le routage. Il est aussi possible d'agir en même temps sur l'ensemble du circuit. Nous commençons notre travail par effectuer une optimisation au niveau de routage qui impose de fixer les terminaisons de chaque piste afin de ne modifier que le tracé de chacune d'entre elles. Il est donc indispensable de développer un programme de routage automatique pour router les pistes conductrices.

En premier lieu, il est nécessaire de construire le graphe, où peuvent être définies les différentes pistes conductrices. Nous avons donc réalisé un graphe qui assure la discrétisation de la surface du circuit. Il existe plusieurs algorithmes qui servent à la définition des pistes du routage, nous avons adopté l'algorithme « Dijkstra » pour la réalisation des pistes et nous avons développé un code qui génère des solutions aléatoires de routage. L'algorithme de routage génère plusieurs solutions de routage. Il faut être capable de vérifier le circuit de connexion réalisé. En effet, il est impératif de garantir l'absence de courts circuits et le croisement de pistes normalement isolées. Nous avons développé des programmes au sein de l'algorithme du routage permettant, à chaque itération, de tester et de vérifier le circuit de connexion réalisé.

A ce stade, le processus d'optimisation commence. La première étape consiste à générer aléatoirement un certain nombre de solutions. Avant de passer à la modélisation, il est nécessaire d'établir la passerelle automatique entre le logiciel MATLAB et le logiciel Q3D extractor. Plusieurs fichiers d'entrée existent dans ce logiciel sous plusieurs formats, nous avons adopté le fichier DXF. Pour cela nous avons développé un code Matlab qui génère à chaque itération un fichier DXF à partir des résultats Matlab. Ce fichier a pour objectif de faire le pont entre les deux logiciels. Les solutions de routages sont ensuite modélisées pour

bien caractériser les éléments parasites. La deuxième étape consiste à tester les solutions afin de retenir la meilleure, d'un point de vue CEM. Le processus de recherche d'une solution optimisée de routage repose sur la modification de la solution de routage existante, qui est déjà testée, dans le but de converger vers une solution optimale. L'algorithme se répète jusqu'à satisfaire la fonction « objectif ».

C. Théorie de graphe (Problème de chemin le plus court)

Il existe plusieurs algorithmes qui servent à définir des pistes du routage, il existe des algorithmes qui se basent sur la théorie des graphes tels que Dijkstra, A star et Bellman-Ford [14] [15]. Ces théories permettent la recherche du plus court chemin entre deux objets et de considérer aussi n'importe quel aspect physique pour définir une solution de routage. Nous trouvons aussi d'autres algorithmes appelés les algorithmes par mappage topologique mais qui confondent les aspects de définition et d'optimisation du routage [16]. De plus, ils se basent uniquement sur des critères géométriques pour établir une solution de routage. Pour ces raisons nous avons choisi d'utiliser la théorie des graphes.

Nous avons adopté l'algorithme Dijkstra pour la réalisation des pistes puisqu'il est simple à manipuler. Le développement du code doit être réalisé dans un langage supporté par l'outil de simulation numérique utilisé.

L'algorithme Dijkstra est basé sur le principe suivant

Étape 1 : initialisation de l'algorithme : on affecte le poids 0 au sommet origine et on attribue provisoirement un poids ∞ aux autres sommets.

Nous répétons les opérations suivantes tant que le sommet de sortie n'a pas reçu aucun poids définitif.

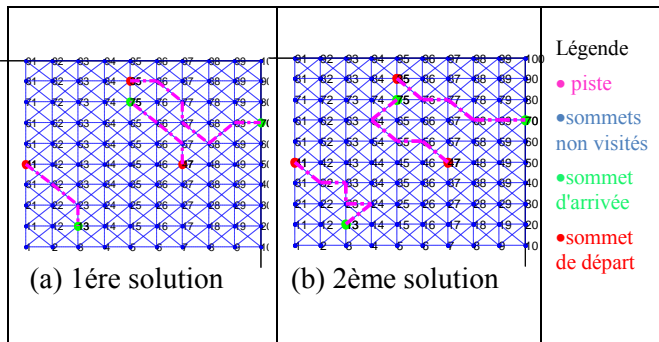
Étape 2 : Parmi les sommets dont le poids n'est pas définitivement fixé, nous choisissons le sommet X de poids p minimal. Nous affectons définitivement le poids p(X) au sommet X.

Étape 3 : Pour tous les sommets Y qui ne sont pas définitivement marqués, adjacents au dernier sommet fixé X : nous calculons la somme s du poids de X et du poids de l'arête reliant X à Y. Si la somme s est inférieure au poids provisoirement affecté au sommet Y, nous affectons provisoirement à Y le nouveau poids s.

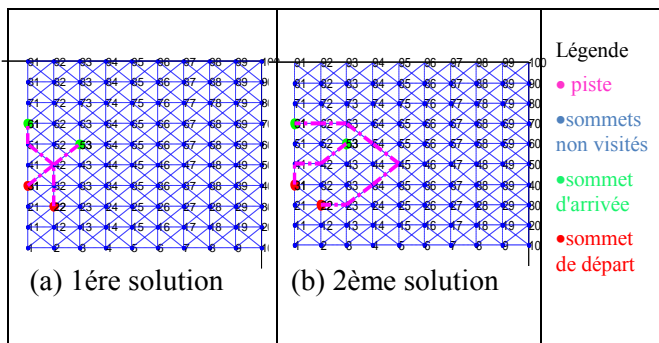
D. Description du problème et stratégie du routage

Dans un premier exemple, nous avons réalisé un graphe qui correspond à la zone de définition des différents chemins. Les sommets représentent alors les positions des composants, dans notre cas nous avons choisi de fixer la position des sommets. Les arcs correspondent aux chemins possibles pour aller d'un

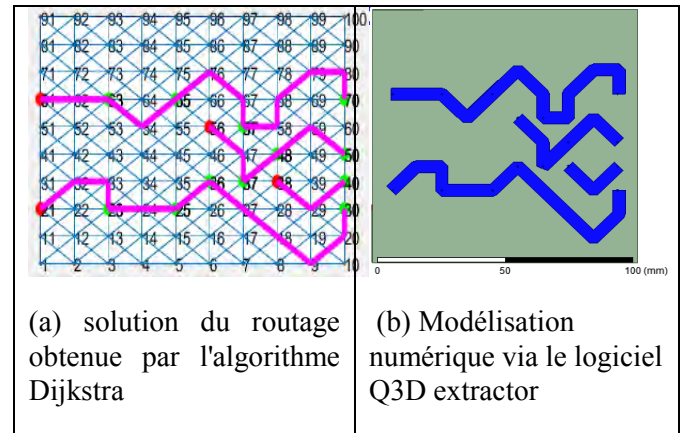
point à un autre, pour pouvoir générer plusieurs solutions de routage nous avons attribué aléatoirement un poids à chaque arc.



Pour garantir l'absence des courts circuits, nous avons codé une fonction au sein de l'algorithme permettant à chaque itération de vérifier que l'arc reliant les deux sommets choisis est bien valide. C'est-à-dire, on part d'un sommet à un sommet voisin l'algorithme analyse si un arc déjà emprunté croise ce chemin. Si c'est le cas l'algorithme doit définir un autre chemin. Pour éviter le croisement entre les sommets nous avons inséré tous les points constituant un chemin déjà établi dans une liste fermée. Autrement dit, à chaque itération les points de liste sauvegardés sont exclus de la recherche et ne peuvent pas figurer dans les autres chemins.



Nous avons appliqué cet algorithme sur un hacheur série pour réaliser des routages avec différentes géométries. Pour chaque itération nous avons obtenu un routage différent. C'est ainsi que sur cette base de solutions, l'algorithme d'optimisation trouvera le meilleur tracé de circuit possible.



CONCLUSION

Dans ce rapport, nous avons présenté l'utilité d'intégrer la CEM comme contrainte lors de la phase de conception. Nous avons exposé une étude bibliographique sur les différents travaux d'optimisation automatique des cartes électroniques vis-à-vis les perturbations électromagnétiques. Ensuite nous nous sommes intéressées à la mise en œuvre de bibliothèques de modèles CEM pour les composants utilisées dans le circuit de hacheur tels que le condensateur, le MOSFET, le RSIL et la charge. Cette étude montre que l'impact du routage n'est pas négligeable et qu'il est nécessaire de le prendre en compte dans la conception des circuits électroniques de puissance. En effet, les mesures expérimentales et les résultats obtenus par simulation prouvent la tendance de l'approche proposée. A la fin, nous avons présenté notre méthodologie en détaillant la partie de processus d'optimisation.

REFERENCES

- [1] Q. Chen, X. Yang, M. Ember, J. Liu, Z. Wang, S. E. M. Ember, "Practical Design Considerations for IPDM-based PFC Converter Employing CoolMOS and SiC Diode", *Power*, pp. 1693-1698, 2006
- [2] A. Bhargava, D. Pommerenke, K.W. Kam, F. Centola, C.W. Lam, "DC-DC Buck Converter EMI Reduction Using PCB Layout Modification," *Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on*, vol.53, no.3, pp.806-813, Aug. 2011
- [3] T. De Oliveira, J. L. Schanen, J. M. Guichon and L. Gerbaud, "Automatic layout optimization of an EMC filter," *2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, Atlanta, GA, 2010, pp. 2679-2685. doi: 10.1109/ECCE.2010.5618037
- [4] P. Ning, F. Wang, K. D. Ngo, "Automatic layout design for power module", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 1, pp. 481-487, 2013.
- [5] N. Hingora, X. Liu, Y. Feng, B. McPherson, A. Mantooth, "Power-CAD: A novel methodology for design analysis and optimization of Power Electronic Module layouts", *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 2692-2699, 2010
- [6] A. Zhou, "Modèles des composants passifs et couplage électromagnétique pour filtres HF de puissance : optimisation du placement", Thèse de Doctorat, université Claude Bernard Lyon 1, soutenue le 18 avril 2013
- [7] A. S. Bahman, F. Blaabjerg, A. Dutta, A. Mantooth, "Electrical parasitics and thermal modeling for optimized layout design of high power SiC modules", *Applied Power Electronics Conference and Exposition*, pp. 3012-3019, 2016.
- [8] J. Ben Hadj Slama, M. Tlig "Effect of the MOSFET Choice on Conducted EMI in Power Converter Circuits," 16th IEEE

- Mediterranean Electrotechnical Conference MELECON'2012, 25-28 march 2012, Hammamet, Tunisia.
- [9] S. Saidi and J. Ben Hadj Slama, "Analysis and modeling of power mosfet radiation," *Progress In Electromagnetics Research M (PIER-M)*, Vol. 31, 247-262, 2013.
- [10] E. Rondon-Pinilla, F. Morel, C. Vollaïre and J. L. Schanen, "Modeling of a Buck Converter With a SiC JFET to Predict EMC Conducted Emissions," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 5, pp.2246-2260, May 2014. doi: 10.1109/TPEL.2013.2295053
- [11] E. Rondon-Pinilla, « Conception de convertisseurs électroniques de puissance à faible impact électromagnétique intégrant de nouvelles technologies d'interrupteurs à semi-conducteurs », Thèse de Doctorat : Ecole Doctorale d'Electronique, Electrotechnique, Automatique , soutenue le 18 juin 2014.
- [12] A. S. Podlejski, A. Bréard, C. Buttay, E. Rondon-Pinilla, F. Morel and C. Vollaïre, « Layout modelling to predict compliance with EMC standards of power electronic converters », 2015 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC), Dresden, 2015, pp. 779-784. doi: 10.1109/ISEMC.2015.7256262
- [13] W. Labiedh, « Modèles des composants adaptés pour l'étude de la CEM conduite et rayonnée des circuits de l'électronique de puissance », Thèse de Doctorat de Laboratoire des Systèmes Avancés en Génie Electrique, soutenue le 06 juin 2015.
- [14] Yvonne Lai, W. S., "A Graph-Theoretic Model of Routing Hierarchies", IEEE, International Conference on Advanced Information Networking and Applications Workshops, 1118-1123, 2009
- [15] [21] DIJKSTRA .pdf, « algorithme dijkstra »
- [16] Jason Hingston, P. L., "Routage automatique topologique, Mappage d'un espace changeant", Janvier 2002

Power Line communication design on DC supply bus for distributed power

Thanh Kha TRAN

Hamed YAHOUÏ, Denis GENON-CATALOT*, Nicolas SIAUVE, Nicolas FOURTY*

*LCIS Laboratory – EA 3747, Grenoble Institute of Technology, Valence, France

Date effective de début du travail : 25/11/2016

Financement de la rémunération du doctorant : Projet C3μ – l'ANR

Résumé— Récemment, les technologies liées aux réseaux intelligents ont attiré plus d'attention grâce au développement des ressources énergétiques distribuées (REDs) basées sur les énergies renouvelables. On s'attend à ce que le réseau électrique soit «plus intelligent» pour soutenir des nouvelles opérations telles que la supervision, la protection et le contrôle de la distribution d'énergie. Dans ces cas, le réseau intelligent doit échanger la puissance et le flux de données dans deux directions. Ainsi, l'échange d'informations devient l'un des fondements les plus importants du réseau intelligent et des micro-réseaux émergents. Parce que l'infrastructure câblée électrique relie presque chaque partie du réseau, la communication par courants porteurs en ligne (ou CPL) est un choix naturel pour fournir une transmission de données bidirectionnelle entre les consommateurs et les producteurs. Cet article propose différentes CPLs approches pour résoudre les problèmes de communication dans une micro-grille DC dans la topologie de réseau maillé.

Abstract— Recently, technologies related to smart grids have attracted more attention due to the development of distributed energy resources (DERs) based on renewable energy. The electrical grid is expected to be “smarter” to support new operations such as supervision, protection, and power dispatching control. In these cases, the smart grid must exchange power and data flow in two directions. Thus, the information exchange becomes one of the most important foundations of the smart grid and emerging micro grid. Because the electrical wired infrastructure connects almost every part of the grid, the power line communication (PLC) is a natural choice to deliver bidirectional data transmission between consumers and producers. This paper proposes different PLC approaches to solve communication problem in a DC micro grid within mesh network topology.

I. INTRODUCTION

The global demands for energy is predicted to increase in the coming decades [1]. The fossil fuels remain the dominant source but to face with the increasing demand of electrical power in compliance with the liberalization of the electricity market and the requirements of reducing CO2 emissions, many new distributed energy resources (DERs) have emerged and especially the generation systems based on renewable energy sources [2]. Therefore, the next generation of the distribution networks will become an aggregation of large number of micro grids combining both consumers and producers interacting with the main grid [3]. In other words, the distribution networks adapt towards more meshed topology. Because the output of these generations are not predicted, it requires smarter operations not only to keep feeding loads whatever weather conditions but also to minimize global energy cost.

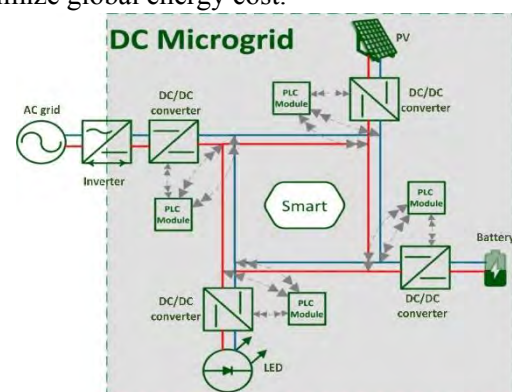


Fig. 1 A simple meshed DC micro grid

TABLE I COMMUNICATION REQUIREMENTS

Functionality Requirement	Meter reading	Supervision	Fault detection	Grid protection
Throughput	Medium priority	Low priority	High priority	Low priority
Latency	Low priority	Low priority	Medium priority	High priority
Jitter	Low priority	Low priority	High priority	High priority
Reliability	Medium priority	Medium priority	High priority	High priority

This paper refers to a research led in the framework of C3 μ project funded by National Research Agency of France (ANR). In the micro grid considered in this study, all the nodes are connected through a DC bus creating a meshed DC networks. The simplified architecture network is shown in Fig. 1. This micro grid is connected to AC grid; each node is equipped a smart converter which can communicate to the others. The nodes sub-system is either a storage system (battery) or a renewable power resource (solar panel) or load (LED). They are connected to the DC bus through the adapter converters. Each node can support one, two or even three elements (load, resource, and storage) as the same time. Because almost of the operations on the smart grid are based on the information interexchange, as more advance are made in smart grid, there is a compelling need for network architectures, standards, and protocols for communication [4]. Since one of the main advantages of using PLC networks is the possibility of reusing the existing wired electrical infrastructure, indeed PLC technology become the natural choice to deliver bi-directional data between network components. This research aims to propose a PLC solution that can fulfil the data transmission requirements of the main smart grid functionalities, as shown in TABLE I. Therefore, to ensure functional safety, the communication method using in the system is expected to have high reliability, low latency, and an acceptable throughput to guarantee interaction between nodes on the grid.

This paper is organized as follows. In Section II, we describe our proposed approach to communicate in a DC micro grid within mesh network topology. Next in Section III, IV, V we present the work progress. Final, we conclude the article and describe the prospect and future work in Section VI.

II. PROPOSED APPROACH

As discussed in [5], there are no more than 8 PLC solutions for the DC power lines, none of these solutions is complete from physical layer to application layer. Our

proposed approach is to study and develop different communication solutions in the framework of the same DC micro grid. Thereby, we can analyze these solutions and make the comparison to be able to design the most suitable communication system for DC mesh network topology. As mentioned above, the simple Solar Powered LED Street Lighting System is used as the test environment for the communication. The system design is referenced in our paper [6]. We propose 2 different approaches based on G3-PLC and CAN communication over the power lines. In the first approach, we use one of the industry specifications for AC PLC bus and modify it to be compatible with DC bus. Here, we choose G3-PLC which comes with multicarrier modulation and in particular orthogonal frequency-division multiplexing (OFDM) has been adopted for the physical (PHY) layer [7]. More detail of this solution can be found in our paper [8]. In the second approach, we adopt one of the robust protocol in automotive network. In this case, we present CAN physical layer over DC power line using DC-BUS technology to transfer CAN messages over noisy DC power line [9]. The detail design is presented in our paper [10].

During the first half of the second year, the research has been focused on designing the DC micro grid and developing the 2 different PLC solutions, one is based on G3-PLC and the other is based on CAN.

TABLE II NARROWBAND PLC AND BROADBAND PLC

	NB-PLC	BB-PLC
Standards	IEEE 1901.2, ITU-T G.9902 G.hnem, ITU-T G.9903 G3-PLC, ITU-T G.9904 PRIME	ITU-T G.9963, IEEE P1901, HPAV
Data rate	1 – 10 kbps for low data rate PHYs 10 – 500 kbps for high data rate PHYs	1 – 10 Mbps (up to 200 Mbps on very short distance)
Frequency	Up to 500 kHz	Over 2MHz
Modulation	FSK, S-FSK, BPSK, SS, OFDM	OFDM
Distance	150 km	1.5 km
Network	NAN, FAN, WAN, large scale	HAN, BAN, IAN, small scale AMI

TABLE III NARROWBAND'S STANDARDS

Standard	Technology	Band Occupied	Data Rate Range	Complexity
G1	SFSK	60 – 76 kHz	1.2 – 2.4 kbps	Low
PRIME	OFDM	42 – 90 kHz	21 – 128 kbps	Medium
ERDF G3	OFDM	35 – 90 kHz	5.6 – 45 kbps	Medium
P1901.2/ G3 FCC	OFDM	35 – 450 kHz	34 – 234 kbps	High

TABLE IV THE COMMUNICATION MODEL OF G3-PLC BASED SOLUTION

	G3-PLC based solution
Application layer	Specified by the user
Transport layer	Compressed UDP
Network layer	Compressed IPv6
Data link layer	IETF 6LoWPAN IEEE 802.15.4 MAC
Physical layer	G3-PLC

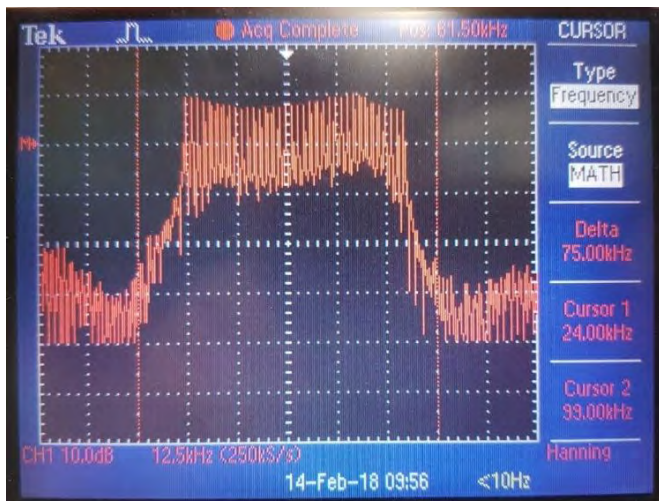


Fig. 2 ERDF G3-PLC frequency band

III. G3-PLC BASED SOLUTION

There are two major PLC technologies operate in different bandwidths that are narrowband PLC (NB-PLC) and broadband PLC (BB-PLC). Usually, narrowband PLC (NB-PLC) refers to low bandwidth communication, utilizing the frequency band below 500 kHz and providing data rates from few bps to 10 kbps and up to 500 kbps precisely that operate at 500 kHz. The other PLC infrastructure, BB-PLC operates at significantly higher bandwidth up to 200 Mbps and also higher frequency bands from 2MHz to 30 MHz [11]. The parameters of NB-PLC and BB-PLC is shown in TABLE II. Based on the discussion in [12], NB-PLC is fundamentally more appealing than BB-PLC in smart grid applications. Therefore, we choose one of NB-PLC technologies to deploy in our system.

TABLE III gives an overview of NB-PLC technologies. G1 standard with Spread-Frequency Shift Keying (S-FSK) technology is replaced by G3 standard with OFDM technology. The other PLC standards, PRIME has higher data rate than G3-PLC but lower robustness than G3-PLC and PRIME is designed for Tree topology, not for Mesh topology. P1901.2 is too complex to deploy in the system [13]. Thus, we use G3-PLC [14] which is tightly designed with 6LoWPAN – an IoT protocol [15].

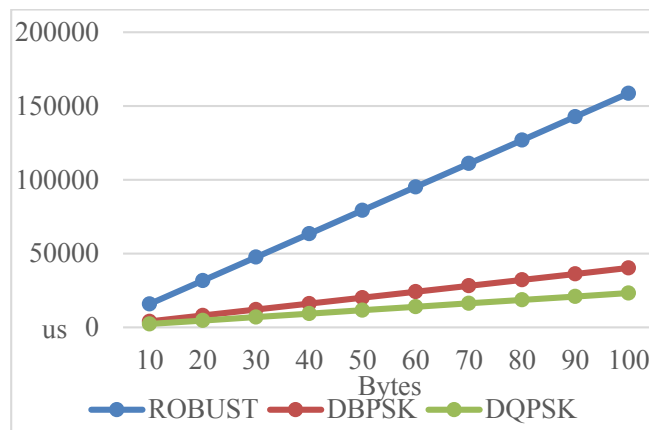


Fig. 3 Bit rate measurement

TABLE V DATA RATE OF THREE OPERATION MODES

Modulation	ROBUST	DBPSK	DQPSK
Data rate (bps)	5043	19872	34382

The G3-PLC protocol stack is shown in TABLE IV. 6LoPAN is used as an adapter to bring IPv6 over constrained media in NB-PLC. The listen before talk mechanism (CSMA/CA) is reused from the original IEEE 802.15.4 standard in MAC layer to avoid collisions. The physical layer uses OFDM modulation with 36 subcarriers in frequency range 35 kHz to 90 kHz, as shown in Fig. 2. G3 offers three data transmission modes Robust, DBPSK and DQPSK at maximum 35 kbps in DQPSK mode. The data rate measurement of three modes is shown in Fig. 3. The average data rates for all three modes of operation are presented in TABLE V. The bit error rate (BER) corresponding to the data rates is shown in Fig. 4. At a BER of 10^{-4} , ROBUST mode has approximately 4 dB coding gain over DBPSK which has approximately 1.5 dB coding gain over DQPSK. It is a tradeoff between the robustness and the data rate. To balance the data rate/robustness, G3 defines tone-map mechanism at MAC layer. This tone-map allows to disable subcarriers to avoid noise channels. User Datagram Protocol (UDP) is used in the transport layer, but this model fully supports Transmission Control Protocol (TCP). Finally, the application can use DLMS/COSEM for metering, the stack is flexible enough to use the IoT protocols such as CoAP or MQTT.

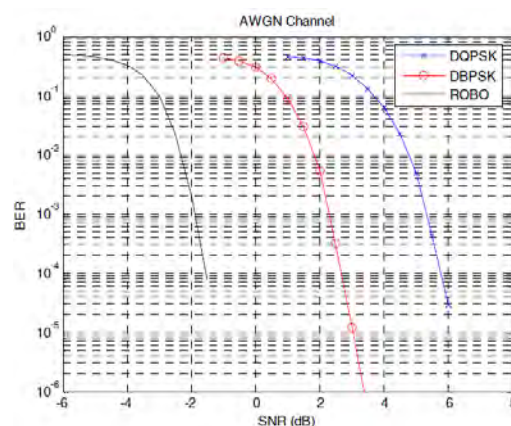


Fig. 4 BER performance

IV. CAN BASED SOLUTION

Because the PLC does not intend to compete with the existing CAN networks [16], the solution is designed to take the advantage of the existing CAN protocol which is widely used in the automotive industry. The other PLC system using CAN protocol is proposed in [5]. In this solution, they use one carrier signal which is shared by all the modems. Each modem will sense this common signal and modulates it by shifting the bus impedance. However, the bus length is the limitation of this solution. They need to keep the bus length small enough comparing to the wavelength of the carrier signal. This system can achieve 92.7 Kbps for a 3-meter bus. Our solution is the combination between DCAN500 module from Yamar and CANOpen protocol stack from Port, as shown in TABLE VI. The data link layer is implemented by standard CAN thanks to the support of DCAN500 module. DCAN500 is designed to transfer CAN messages over DC power line using the DC-BUS technology. It enables power line as new physical layer of CAN network for robust and high data rate communication which can operate at bit rates up to 500 kbps [9]. The data on the powerline is phase modulated by a sine wave at a predefined carrier frequency. CAN over power line transceiver has the protocol handling block to interpret the CAN host protocol and the modem block to modulate and demodulate the data to and from the DC-BUS. The arbitration over the DC line is based on the CAN message Identifier's first 11 bits (CSMA/CA). The upper layers are implemented by CANopen. CANopen is based on the central of an Object Dictionary (OD). The OD is basically a table which is the interface between the application and communication within each device as shown in Fig. 5. Every function, variable and data type must be described in the OD. Thus, it is possible to access all important data, parameters, and functions of a device using a logical addressing system/ The OD defines a standard addressing scheme where each object has a 16-bit index and 8-bit sub-index. The index is the OD index of the data to be accessed like Boolean, Unsigned32, ect. An 8-bit sub-index is used in structured data types to denote a field inside a structure or array.

TABLE VI THE COMMUNICATION MODEL OF CAN BASED SOLUTION

	CAN based solution
Application layer	Specified by the user
Transport layer	CANopen
Network layer	
Data link layer	Standard CAN
Physical layer	CAN over DC powerline

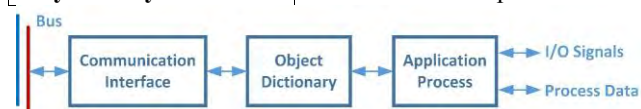


Fig. 5 CANopen structure

V. THE DC MOCRO GRID IMPLEMENTATION

A. The DC micro grid

As discussed above, a simple Solar Powered LED Street Lighting System is developed to serve for testing communication solution. In an autonomous photovoltaic system, energy management is vital. Because in the daytime, the irradiance is different in areas, the abstracted power from each PV is different. Likewise, each battery does have the same age as well as the same characteristic, one battery is surely full sooner than the others. The same thing happens in the night; one battery runs out of energy before the others. This problem will be solved if we apply the communication in the system. The proposed system is shown in Fig. 6, each node is equipped a bidirectional SEPIC/Zeta converter, as shown in Fig. 7 and an user interface as shown in Fig. 8. This converter can support load, resource and storage as the same time. The operations of the system in Day mode and in Night mode are shown in Fig. 9. These simple operations are based on PLC. In day mode, the PV charges the battery in the same node. If the node's battery is full, it will demand to supply for other. In night mode, if the battery runs out, the node will demand to take the power from other node. The system operates with 8-byte data frame with the structure is shown in TABLE VII.

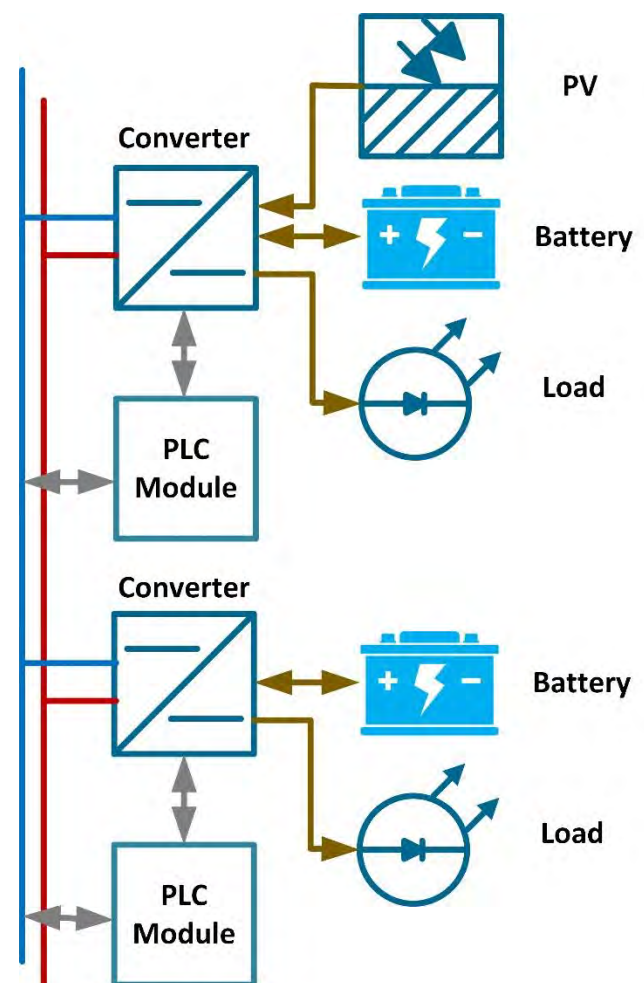


Fig. 6 A simple Solar Powered LED Street Lighting System

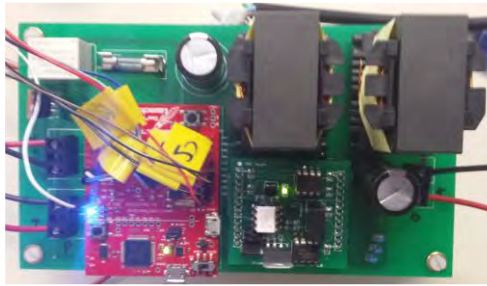


Fig. 7 A DC/DC converter node

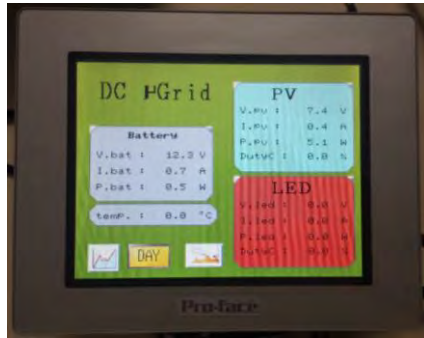


Fig. 8 Node's user interface

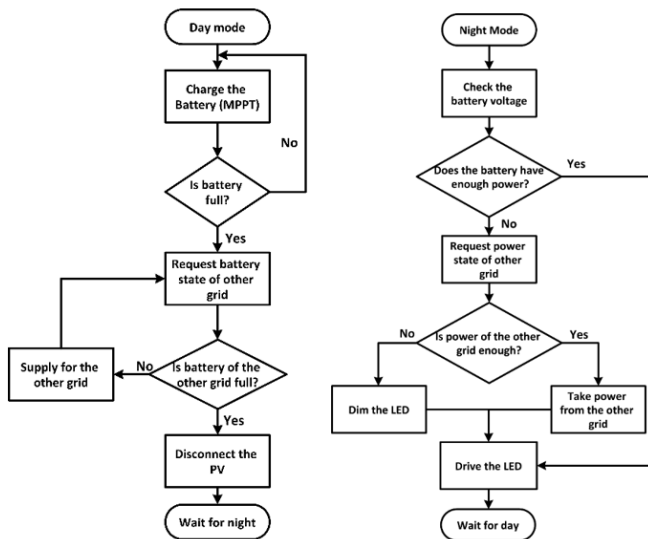


Fig. 9 Day mode operation and Night mode operation

TABLE VII DATA FRAME STRUCTURE

1 st byte	Transmitter Address
2 nd byte	Receiver Address
3 rd byte	Command
4 th byte	Request/Respond
5 th – 8 th byte	Data



Fig. 10 Communication schema based on G3-PLC protocol

TABLE VIII DELAY TIME OF G3-PLC BASED SOLUTION

Modulation	ROBUST	DBPSK	DQPSK
Delay time (us)	27 637	7 154	3 647



Fig. 11 Communication schema based on CAN protocol

B. G3-PLC based implementation

In the experiment to validate the operation of the system, each node is controlled by a TM4C123G 32bit microcontroller. The data is transmitted and received through G3-PLC module SAM4CP16C and coupling circuit ATPLCOUP007 from Atmel, as shown in Fig. 10. The delay time from a command is sent to an action is made is presented in TABLE VIII. The fastest time is achieved by DQPSK mode but it is still not fast enough to ensure safety in the system when the problems such as overvoltage or short-circuit happen. Therefore, we also build the self-protection function for each node communication as discussion below in the end of this section.

C. CAN based implementation

In this solution, each node is also controlled by a TM4C123G microcontroller and transmits the data through DCAN500 from Yamar as the modem and line adapter, as shown in Fig. 11. A gate way using a Raspberry Pi supports IP interface. In this experiment, we perform the test using the standard CAN bus. This application is a real implementation of a CANopen node with a minimum application functionality. However, we have not perform a real test using this solution in DC bus because we have not had the DCAN500 module yet.

D. Self-protection function of PLC module implementation

As mentioned above, the communication is not fast enough to react when some problems happen in the grid, the node is also equipped the self-protection function based on PLC, as show in Fig. 12. The idea is based on one of our papers about the DC circuit breaker using normally-on SiC JFET [17]. This function has 2 switches, one is directly controlled by microcontroller allowing the node to connect or disconnect to the grid and the other automatically reacts when a problem happens by promptly sensing the line and compare it with predefine limitation value. The switches can also react when receiving an emergency signal from other nodes or inform the others when problem is detected through power line communication. The operation of this function is shown in Fig. 13. In order to validate the proposed solution, a prototype has been build using a normal MOSFET as the switch and testing with resistor as load. The reaction from overvoltage and short-circuit condition are shown in Fig. 14 and Fig. 15, respectively. In Fig. 14, the PINK is BUS voltage and BLUE is node voltage. In Fig. 15, the YELLOW is BUS current and PINK is node current. In overvoltage test, we use 24V DC bus and the limitation is 27V. In short-circuit test,

the load consumes 300mA and the short circuit current limitation is 2A. The switch takes less than 170us to completely disconnect the node from the grid in overvoltage case and less than 150us in short-circuit case. These reaction times are at least 20 times faster than the reaction made through G3-PLC communication system. Fig. 16 is the comparison of reaction time between recent protection methods for DC micro grid. These methods is referenced in [18], [17], [19], [20]. Our protection method has high performance and use low price component in comparing with the others. These delay times can even reduce if we use fast switching components.

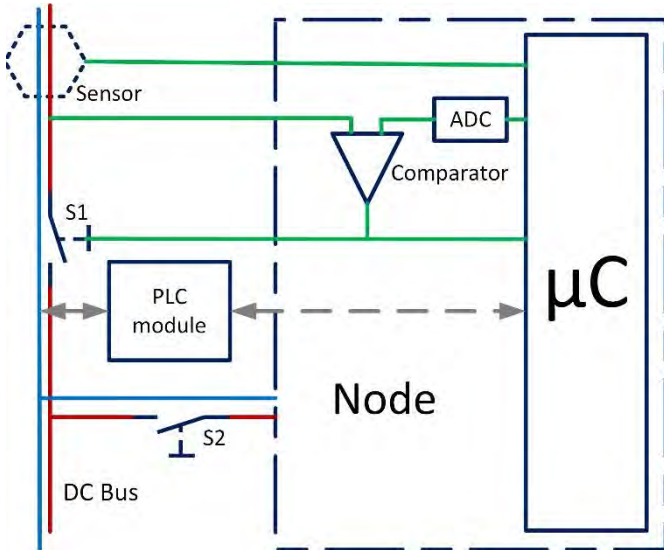


Fig. 12 The schematic of self-protection function

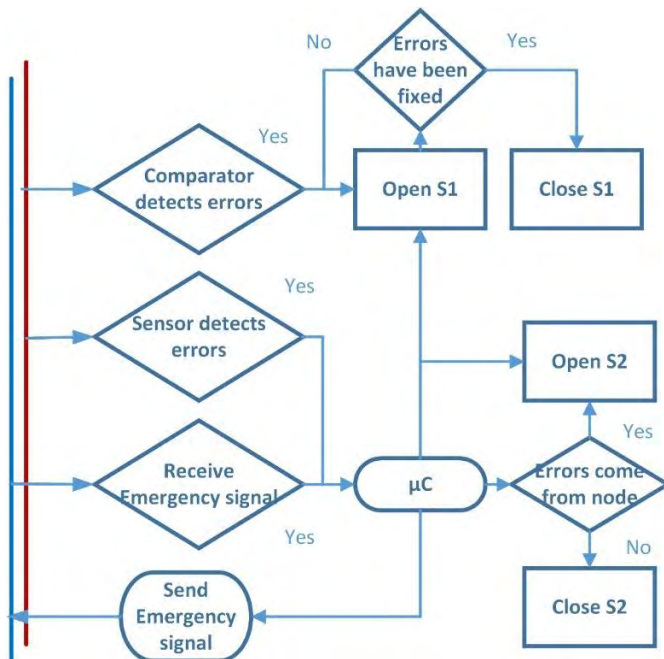


Fig. 13 The operation of self-protection function

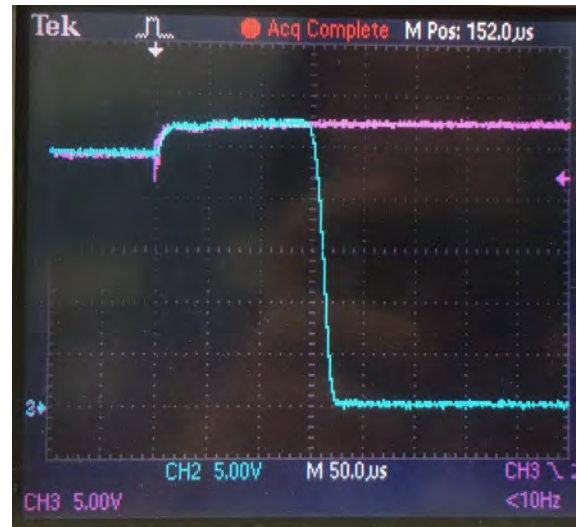


Fig. 14 Overvoltage reaction 50us/division. PINK is DC bus voltage; BLUE is node voltage 5V/division.

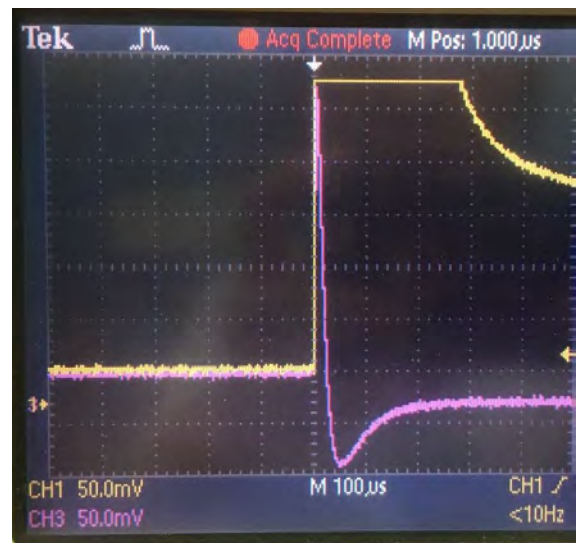


Fig. 15 Short-circuit reaction 100us/division. YELLOW is DC bus current; PINK is node current 50mV/division; 100mV/A.

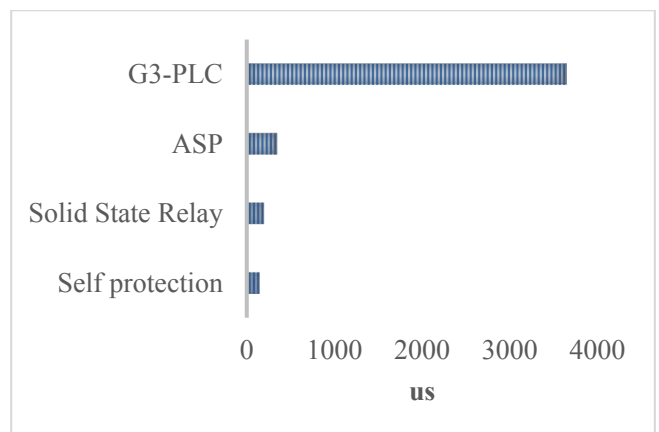


Fig. 16 Comparison the reaction time between recent protection methods for DC micro grid

TABLE IX THE COMPARISON BETWEEN 2 APPROCHES

	G3-PLC solution	CAN based solution
Frequency	35 – 90 kHz	5MHz
Maximum bit rates	45 kbps	500 kbps
Modulation	OFDM	QPSK
Multiple access method	CSMA/CA	CSMA/CA
Interoperability with Ethernet	Supported	Need a bridge

VI. CONCLUSION AND PERSPECTIVES

PLCs are a natural choice to deliver bi-directional connectivity in the power delivery grid and to enable several different applications for smart control and management of the grid. The study carried out in this paper aims to propose a PLC solution for the smart DC micro grid. The 2 approaches based on G3-PLC, CAN are studied. The experimental results confirm the operation of the proposed system and allow to develop the grid management strategy. In the TABLE IX, we discuss about the comparison between 2 approaches. G3-PLC is high interactivity with Ethernet but has low data rate and complex modulation scheme. Oppositely, CAN based solution has higher data rate and simple modulation scheme but do not directly support Ethernet. Although both technologies are mature and ready for mass deployment, it is also true that technology has to evolve and to be able to offer increased levels of performance in terms of data rate, latency, robustness.

Further works will perform the real data transmission in special conditions to study the influence from attenuation, multipath and noise to the signal.

ACKNOWLEDGEMENTS

This contribution is a part of C3 μ project funded by National Research Agency of France (ANR). The project is dedicated to mesh networks of DC smart grid. This project investigates the possibility of using a DC smart grid architecture for distributing electrical power in the building (islanding from AC grid). The proposed architecture will ensure the energy transfers effectively between electrical resources and consumptions. Moreover, this architecture allows effortlessly deploy renewable energy systems. Two French laboratories, Ampere (UMR CNRS 5005), Lyon, France and LCIS (EA 3747), Valence, France, merge their competences to engage in this project [17].

REFERENCES

- [1] R. Rigo-Mariani, B. Sareni, and X. Roboam, "A fast optimization strategy for power dispatching in a microgrid with storage," *IECON Proc. (Industrial Electron. Conf.)*, vol. 2013, no. November, pp. 7902–7907, 2013.
- [2] R. Rigo-Mariani, B. Sareni, X. Roboam, and C. Turpin, "Optimal power dispatching strategies in smart-microgrids with storage," *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 40, pp. 649–658, 2014.
- [3] R. Rigo-Mariani, B. Sareni, X. Roboam, S. Astier, J. G. Steinmetz, and E. Cahuet, "Off-line and on-line power dispatching strategies for a grid connected commercial building with storage unit," *IFAC Proc. Vol.*, vol. 8, no. PART 1, pp. 266–271, 2012.
- [4] Y. Wang, S. Mao, and R. M. Nelms, *Online Algorithms for Optimal Energy Distribution in Microgrids*. 2015.
- [5] J. Jousse, N. Ginot, C. Batard, and E. Lemaire, "Power Line Communication Management of Battery Energy Storage in a Small-Scale Autonomous Photovoltaic System," *IEEE Trans. Smart Grid*, vol. 8, no. 5, pp. 2129–2137.
- [6] T. K. Tran, H. Yahoui, N. Siauve, N. Nguyen-Quang, and D. Genon-Catalot, "Construct and control a PV-based independent public LED street lighting system with an efficient battery management system based on the power line communication," *2017 IEEE 2nd Int. Conf. Direct Curr. Microgrids, ICDCM 2017*, pp. 497–501, 2017.
- [7] M. Hoch, "Comparison of PLC G3 and PRIME," *2011 IEEE Int. Symp. Power Line Commun. Its Appl. ISPLC 2011*, pp. 165–169, 2011.
- [8] T. K. Tran, H. Yahoui, N. Siauve, and D. Genon-Catalot, "Power line communication for battery management system in an autonomous Photovoltaic LED lighting system," in *SEEDS, Journée Nationale Scientifique du GT Micro-réseaux*, 2017.
- [9] Yamar Electronics, P. Description, M. Features, E. Correction, and M. Benefits, "DCAN500 - CAN over Powerline Communication," pp. 1–5, 2008.
- [10] T. K. Tran, H. Yahoui, D. Genon-Catalot, N. Siauve, and N. Fourty, "Concept of Power Line Communication solution for Mesh DC Micro grid based on CAN protocol," *Int. J. Eng. Technol.*, vol. 7, pp. 171–175, 2018.
- [11] B. Baraboi and Ariane Controls Inc, "Narrowband Powerline Communication - Applications and Challenges — Part I," *EDN Network*, 2013. .
- [12] A. M. Tonello and A. Pittolo, "Considerations on Narrowband and Broadband Power Line

- Communication for Smart Grids,” pp. 13–18, 2015.
- [13] H. David, “NISTIR 7943 Guideline for the Implementation of Coexistence for Low Frequency Narrowband Power Line Communication Standards in the Smart Grid NISTIR 7943 Guideline for the Implementation of Coexistence for Low Frequency Narrowband Power Line Communication.”
- [14] G.-P. Alliance, “G3-PLC.” [Online]. Available: <http://www.g3-plc.com/home/>.
- [15] J. Olsson, “6LoWPAN demystified,” *Texas Instruments*, p. 13, 2014.
- [16] F. Benzi, T. Facchinetti, and D. Caprini, “Powerline communication protocols: Review, evaluation and tests for automotive applications Francesco,” Pavia, 2008.
- [17] T. T. H. Ma, T. K. Tran, H. Yahoui, N. Siauve, and H. G. Vu, “Design of a forward-flyback converter based drive with gate voltage limitation for a DC circuit breaker using normally-on SiC JFET,” in *2017 IEEE 2nd International Conference on Direct Current Microgrids, ICDCM 2017*, 2017.
- [18] Z. Miao, G. Sabui, S. Member, A. M. Roshandeh, and Z. John, “Design and Analysis of DC Solid State Circuit Breakers using SiC JFETs,” vol. 6777, no. c, 2016.
- [19] R. Ranjan, “Title : Solid State Relay Based Inrush Current Limiter with Short Circuit and Under Solid State Relay Based Inrush Current Limiter with Short Circuit and Under Voltage Protection for DC- DC Converters,” pp. 47–51, 2017.
- [20] W. Li and X. Zou, “Research of Active Short-circuit Protection of DC Distribution System ’,” no. Dc, pp. 23–26, 2014.
- [21] Ampere Laboratory and LCIS Laboratory, “C 3 μ - Appel à projets générique 2015 - défi 2 Components , Control and Communication for Microgrids DC,” 2015.

A Geometric Point of View on Parallel Interconnection of Buck Converters

Jérémie Kreiss

Jean-François Trégouët, Romain Delpoux, Jean-Yves Gauthier and Xuefang Lin-Shi

Date effective de début du travail : 01/10/2016

Financement de la rémunération du doctorant : INSA Lyon

Résumé—Ce document aborde le problème de répartition de courant pour des convertisseurs de puissance connectés en parallèle. En particulier, il s'intéresse à une seule charge résistive qui est alimentée par plusieurs convertisseurs Buck (abaisseurs de tension) à travers un bus continu. Sur ce sujet, il a été récemment montré que les dynamiques relatives à (i) la régulation de tension et (ii) la distribution de courant peuvent être complètement séparées sans avoir besoin d'utiliser l'argument classique de découplage fréquentielle, découplage qui affecte la performance souhaitée. Dans ce document, l'étude de l'origine de cette nouvelle séparation est approfondie au moyen des approches géométriques. En effet, nous montrons qu'il est tout à fait possible, sans la moindre connaissance du système, de ré-obtenir la séparation. Le design d'un contrôleur exploitant la décomposition est proposé afin de présenter quelques simulations pour promouvoir l'intérêt de la décomposition tout en illustrant les notions des approches géométriques.

I. INTRODUCTION

Nowadays, connecting several power converters in parallel to a single load becomes more and more common. Indeed, in many applications such as Microgrids (see [1] for example) or Low-voltage/High-current power supplies, this kind of parallel interconnection of converters is used. Despite a larger number of electrical components, this interconnection benefits from several advantages such as increased reliability, ease of maintenance and repair, improved thermal management, reduced output ripple by interleaving phase of Pulse Width Modulation (PWM), etc. Each of them being a consequence of the possibility to freely distribute the load current on each converter.

Several solutions for controlling such a system have been proposed in the literature (see e.g. [2]–[4]). The main challenge is to regulate output voltage as well as current distribution, corresponding to power-flow into the interconnection. Those two dynamics are coupled, though. To cope with this difficulty, most of existing solutions propose control design procedure relying on several SISO transfer functions shaping. However, deriving conditions for closed-loop stability in this framework seems rather involved, so that frequency separation is often ultimately used as the key argument, which inevitably lowers achievable performance by imposing a slow current distribution dynamics as in [1].

In stark contrast with this approach, new solution has been recently proposed in [5], resorting to both state and input change of coordinates rather than frequency separation to completely separate voltage and current distribution dynamics, hence offering tractability without sacrificing performance. Arbitrary number of DC/DC buck converters having distinct characteristics was considered.

In this paper, we propose to look at main result of [5] in a different way. Specifically, by using geometric control point of view (see [6]–[8]), we aim to bring a fresh perspective to the origin of the change of coordinates provided by [5]. Main contribution of this paper consists in recovering basis vector of the new coordinates by exploiting properties of output nulling controlled invariant subspaces and discussing implication of this reformulation in terms of control design.

The paper is organized as follows : After defining the control problem in Section II and introducing background materials on geometric control theory in Section III, origin of the change of coordinates is described in Section IV. In Section V, benefits of this reformulation in terms of control design is discussed. In Section VI, some simulations are performed in order to illustrate the proposed approach. Finally, conclusions are offered in Section VII.

Notation : The symbol \mathbf{I}_m stands for the identity matrix of dimensions $m \times m$. The null matrix of size $m \times n$ is denoted by $\mathbf{0}_{m \times n}$. The vector (column matrix) of size m for which every entry is 1 (0) is denoted by $\mathbf{1}_m$ ($\mathbf{0}_m$). The notation x_k refers to the k -th element of the vector x , with 1 being the index of the first element. The operator "diag" builds diagonal matrix from entries of the input vector argument.

II. PROBLEM STATEMENT

We consider the electrical circuit shown in Fig. 1 which corresponds to parallel interconnection of m buck converters sharing a single capacitor and connected to a common resistive load R . Converters are controlled via PWM where d_k refers to duty cycle of k -th converter. Index k belongs to the following set :

$$\mathcal{K} := \{1, \dots, m\}$$



Voltage of DC bus is denoted by v and current in k -th inductor L_k is referred to as i_k . We gather those state variables in the following vector :

$$\mathbb{R}^{m+1} \ni x := [i^\top v]^\top$$

where $i = [i_1, \dots, i_m]^\top$. Magnitude of voltage sources E_k are supposed to be known and constant. Capacitor C is connected in parallel to the load R .

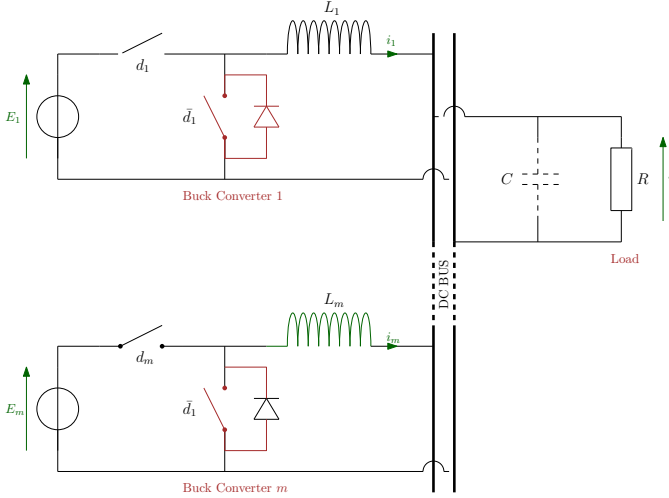


Fig. 1. Electrical schematic

Throughout this paper, we assume that (i) switching frequency f_s is sufficiently large for the dynamics to be approximated by an average continuous time model, (ii) converters remain in continuous conduction mode and (iii) electrical components and switches are ideals, i.e. parasitic elements (resistances, losses) can be neglected.

Using Kirchoff's laws and considering previous assumptions, dynamics of the circuit represented by Fig. 1 is expressed by

$$\forall k \in \mathcal{K}, L_k \frac{di_k}{dt} = -v + E_k d_k, \quad (1a)$$

$$C \frac{dv}{dt} = \sigma - \frac{v}{R}, \quad (1b)$$

where

$$\sigma := \sum_{k \in \mathcal{K}} i_k = \mathbf{1}_m^\top i,$$

refers to the total current. Eq. (1a) refers to the dynamics of output current produced by each converters whereas (1b) describes the output voltage dynamics.

The main control goal on this system is to regulate the bus voltage v to a given constant value v_r . This leads us to the following state-space representation :

$$\begin{bmatrix} \text{diag}\{L\} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & C \end{bmatrix} \dot{x} = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & -\mathbf{1}_m \\ \mathbf{1}_m^\top & -1/R \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} \text{diag}\{E\} \\ \mathbf{0}_m^\top \end{bmatrix} d \quad (2a)$$

$$z = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_m^\top & 1 \end{bmatrix} x \quad (2b)$$

where z represents the regulated output.

Remark (Controllability of (2)). It can be easily checked that system (2) is controllable for any $R \neq 0$. Indeed, the first $2m - 1$ columns of controllability matrix \mathcal{C} reads

$$\begin{bmatrix} \text{diag}\{E\} \text{diag}\{L\}^{-1} & 0 \\ 0 & E^\top \text{diag}\{L\}^{-1} \end{bmatrix}.$$

Clearly this matrix has full row rank¹ so that \mathcal{C} inherits from this property. \lrcorner

III. BACKGROUND ON GEOMETRIC CONTROL THEORY

In the considered problem, m independent control d_k are used to impose asymptotic value of *scalar* signal $z = v$. This suggests that degrees of freedom exist in the way this goal is achieved. Indeed, (1b) shows that v depends on the total current σ instead of each i_k individually. As a result, the way σ is distributed among converters may not impact z . This intuition was the core of the reasoning behind the derivation of the change of coordinates provided in [5].

In this paper, we use a different path to recover main result of [5] and, thereby, provides deeper investigation on the considered problem. Specifically, observe that the previous remark is equivalent to saying that only a projection of the state vector, that is $[\mathbf{1}_m^\top, 0]x$ and $[\mathbf{0}_m^\top, 1]x$, affects the regulated output z . To properly isolate part of the state space which does not impact z , we refer to some geometric tools (see [6], [7] and [8]) which are now introduced.

A. Output nulling controlled invariant subspaces

Consider the following LTI system :

$$\Sigma : \begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu \\ z = Cx + Du \end{cases}$$

with state $x \in \mathbb{R}^n$, control input $u \in \mathbb{R}^m$ and regulated output $z \in \mathbb{R}^p$. We denote by \mathcal{V}^* the largest output-nulling controlled invariant subspace of Σ , i.e., the largest subspace \mathcal{V} of \mathbb{R}^n such that (see [6, Ch.5])

$$\begin{bmatrix} A \\ C \end{bmatrix} \mathcal{V} \subset (\mathcal{V} \times \mathbf{0}) + \text{Im} \left\{ \begin{bmatrix} B \\ D \end{bmatrix} \right\}$$

or, equivalently, the largest subspace \mathcal{V} of \mathbb{R}^n for which a matrix $F \in \mathbb{R}^{m \times n}$ exists such that

$$(A + BF)\mathcal{V} \subset \mathcal{V} \subset \text{Ker}\{C + DF\} \quad (3)$$

It follows immediately from (3), that \mathcal{V}^* has the properties below :

- 1) “*controlled invariance*” : From the first inclusion of (3), it follows that every solution of $\dot{x} = (A + BF)x$ that starts in \mathcal{V}^* remains in \mathcal{V}^* for all $t \geq 0$;

¹For the problem to be meaningful, it holds $E_k > 0$ and $L_k > 0$ for all $k \in \mathcal{K}$.

- 2) "output nulling" : From the second inclusion of (3), it comes out that every element $x \in \mathcal{V}^*$ ensure that $z = (C + DF)x$ is identically zero.

Any matrix F satisfying (3) is called a friend of \mathcal{V} . When state-feedback $u = Fx$ with such a matrix is implemented, resulting closed-loop system induces $z(t) = \mathbf{0}, (t \geq 0)$ for all $x(0) \in \mathcal{V}^*$.

Let \mathcal{R}^* be the so-called largest reachability subspace of \mathcal{V}^* . When a LTI system contains some uncontrollable zeros, \mathcal{R}^* corresponds to the controllable part of \mathcal{V}^* .

B. A matrix view point

Assume that there is no uncontrollable invariant zeros so that $\mathcal{R}^* = \mathcal{V}^*$. For the sake of simplicity, we also consider that $D = 0$.² Let $\rho := \dim \mathcal{R}^*$. Choose $T \in \mathbb{R}^{n \times n}$ as an invertible matrix such that its ρ first columns span \mathcal{R}^* . Choose $G = [G_\alpha \ G_\beta] \in \mathbb{R}^{m \times m}$ as an invertible matrix such that $\text{Im}\{BG_\alpha\} = \mathcal{R}^*$. Choose finally $F \in \mathbb{R}^{m \times n}$ as a friend of \mathcal{R}^* . Apply the regular feedback transformation $u = Fx + G\tilde{u}$ and the coordinate change $\xi = T^{-1}x$ to the system Σ in order to obtain

$$\dot{\xi} = \bar{A}_F \xi + \bar{B} \tilde{u}, \quad z = \bar{C} \xi \quad (4)$$

where $\bar{A}_F = T^{-1}(A + BF)T$, $\bar{B} = T^{-1}BG$ and $\bar{C} = CT$. According to [9], system (4) have the following structure

$$\left[\begin{array}{c|c} \bar{A}_F & \bar{B} \\ \hline \bar{C} & 0 \end{array} \right] = \left[\begin{array}{cc|cc} \bar{A}_{11} & \bar{A}_{12} & \bar{B}_{11} & \bar{B}_{12} \\ 0 & \bar{A}_{22} & 0 & \bar{B}_{22} \\ \hline 0 & \bar{C}_{12} & 0 & 0 \end{array} \right] \quad (5)$$

where $\bar{A}_{11} \in \mathbb{R}^{\rho \times \rho}$, $\bar{A}_{22} \in \mathbb{R}^{(n-\rho) \times (n-\rho)}$ and $\bar{B}_{11} \in \mathbb{R}^{\rho \times \rho_1}$ with ρ_1 being the number of columns of G_α or equivalently the size of the input subspace for which $Bu \in \mathcal{R}^*$.

The upper triangular structure of (5) allows for a decomposition into two subsystems. Let $\eta \in \mathbb{R}^\rho$ and $\varphi \in \mathbb{R}^{n-\rho}$ be parts of the state vector in the new coordinates such that : $\xi = [\eta^\top \ \varphi^\top]^\top$. Similarly let $\tilde{u}_\alpha \in \mathbb{R}^{\rho_1}$ and $\tilde{u}_\beta \in \mathbb{R}^{m-\rho_1}$ such that $\tilde{u} = [\tilde{u}_\alpha^\top \ \tilde{u}_\beta^\top]^\top$. We can write dynamics of (4) as follows

$$\dot{\eta} = \bar{A}_{11} \eta + \bar{B}_{11} \tilde{u}_\alpha + \bar{A}_{12} \varphi + \bar{B}_{12} \tilde{u}_\beta, \quad (6a)$$

$$\dot{\varphi} = \bar{A}_{22} \varphi + \bar{B}_{22} \tilde{u}_\beta, \quad (6b)$$

$$z = \bar{C}_{12} \varphi. \quad (6c)$$

Relation (6b) points out that the dynamics of φ is independent of both η and \tilde{u}_α . From (6c), the output z inherits from the property. Trajectories of φ are usually denoted as the "external dynamic" whereas "internal dynamics" refers to trajectories of η (see [8]). η is the part of the state for which the output vanishes identically to zero. On (6a), we notice that \bar{A}_{12} and \bar{B}_{12} matrices represent an unilateral coupling from the external dynamic and input to the internal dynamic. This discussion is summarized in Fig. 2.

²Those two assumptions are valid for system (2).

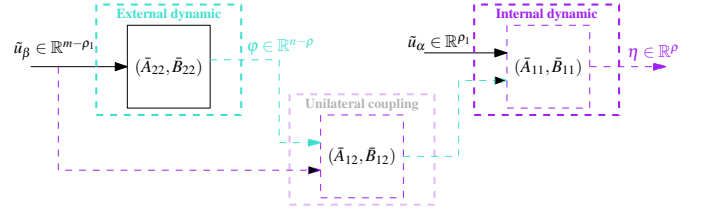


Fig. 2. New cascaded open loop model

IV. HOW TO SEPARATE VOLTAGE REGULATION FROM CURRENT DISTRIBUTION ?

The goal of the paper is to provide an in-depth analysis of the main result of [5] : There exists a suitable change of variable on both state (i, v) and input d that completely decouples voltage dynamics from current distribution trajectories. This section makes use of material of the previous section in order to unveil how geometry of the considered problem provides such a change of coordinates.

A. Main results of [5]

Let us select the new state variables $(\delta, \sigma, v) \in \mathbb{R}^{m-1} \times \mathbb{R} \times \mathbb{R}$ via

$$\begin{bmatrix} \delta \\ \sigma \\ v \end{bmatrix} = T^{-1} \begin{bmatrix} i \\ v \end{bmatrix} \quad (7)$$

with

$$T^{-1} := \begin{bmatrix} \Gamma_m^\top & \mathbf{0}_{m-1} \\ \mathbf{1}_m^\top & 0 \\ \mathbf{0}_m^\top & 1 \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{(m+1) \times (m+1)}$$

and where $\Gamma_m \in \mathbb{R}^{m \times (m-1)}$ is defined as follows

$$\Gamma_m := \begin{bmatrix} 1 & 0 & \cdots & 0 \\ -1 & 1 & \ddots & \vdots \\ 0 & -1 & \ddots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & 1 \\ 0 & \cdots & 0 & -1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{m-1} \\ \mathbf{0}_{m-1}^\top \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{m-1}^\top \\ I_{m-1} \end{bmatrix}. \quad (8)$$

Note that T is indeed invertible and it can be easily verified that this matrix reads

$$T = \begin{bmatrix} \Gamma_m (\Gamma_m^\top \Gamma_m)^{-1} & \frac{1}{m} \mathbf{1}_m & \mathbf{0}_m \\ \mathbf{0}_{m-1}^\top & 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (9)$$

Remark (Physical meaning of δ). It is worth mentioning that the new state variable σ , the total current, appears explicitly. In addition to that, remark that new coordinates δ admits a physical interpretation as it holds

$$\delta = [(i_1 - i_2), (i_2 - i_3), \dots, (i_{m-1} - i_m)]^\top$$

so that this vector reflects the current distribution. \lrcorner

Regarding the input, [5] introduces the following change of coordinates

$$d = \text{diag}\{E\}^{-1} \text{diag}\{L\} \begin{bmatrix} \Gamma_m (\Gamma_m^\top \Gamma_m)^{-1} & \frac{1}{m} \mathbf{1}_m \\ \text{diag}\{\Delta^*(L^{-1})\} \text{diag}\{\Delta^* E\} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & E_{\text{cq}}/L_{\text{cq}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda \\ \mu \end{bmatrix} \quad (10)$$

which decomposes d into $\lambda \in \mathbb{R}^{m-1}$ and $\mu \in \mathbb{R}$. The following constants have been used :

$$\mathbb{R}^{+*} \ni 1/L_{\text{eq}} := \sum_k 1/L_k, \quad \mathbb{R}^{+*} \ni E_{\text{cq}} := \min_k E_k,$$

and the operator Δ reads

$$\mathbb{R}^p \ni y \mapsto \Delta y := \Gamma_p^\top y, \quad (11)$$

whereas³ Δ^* is such that :

$$\mathbb{R}^p \ni y \mapsto (\Delta^* y)_k := \begin{cases} (\Delta y)_k, & (y_k \neq y_{k+1}) \\ 1, & (\text{otherwise}) \end{cases}$$

Resulting dynamics of the open loop in the new coordinates is as follows :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \delta \\ \sigma \\ v \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{0} & -\Delta(L^{-1}) \\ \mathbf{0} & 0 & -1/L_{\text{cq}} \\ \mathbf{0} & 1/C & -1/(RC) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta \\ \sigma \\ v \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E_\delta L_\delta^{-1} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & E_{\text{cq}}/L_{\text{cq}} \\ \mathbf{0} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda \\ \mu \end{bmatrix}. \quad (12)$$

where the following notation have been introduced :

$$E_\delta := \text{diag}\{\Delta^* E\}, \quad L_\delta := \text{diag}\{\Delta^*(L^{-1})\}^{-1}.$$

Eq. (12) reveals that if dynamics of both v and σ are coupled, they are completely disconnected from current distribution dynamics, related to δ trajectories. Also note inputs that μ and λ can be used to *independently* control (σ, v) and δ , respectively. Those last two remarks have major consequences on control design (see Section V) and has to be regarded as the main result of [5].

B. State-space decomposition

From Section III, computation of a basis of \mathcal{V}^* gives a way to isolate the largest region of the state-space which can be made both invariant and invisible from the output $z = v$, by means of a linear state feedback.

Since system (2) is controllable, \mathcal{V}^* coincides with \mathcal{R}^* . Several techniques (see for instance [6, Sec. 4.3], [9] or [10]) allow us to compute a basis of \mathcal{R}^* . By means of one of them, we can prove that

$$\mathcal{R}^* = \text{Im} \left\{ \begin{bmatrix} \Gamma_m \\ \mathbf{0}_m^\top \end{bmatrix} \right\}, \quad (13)$$

³Because $\text{diag}\{\Delta^*(L^{-1})\} \text{diag}\{\Delta^* E\}$ is always invertible, the use of Δ^* instead of Δ in (10) ensure that $d \mapsto \lambda$ is a bijection.

where $\Gamma_m \in \mathbb{R}^{m \times (m-1)}$ is defined in (8). Note that \mathcal{R}^* is a subspace of dimension $m-1$ since Γ_m is full column rank.

We complete the state-space by introducing the following subspace⁴ of \mathbb{R}^n :

$$\mathbb{R}^n / \mathcal{R}^* = \text{Im} \left\{ \begin{bmatrix} \mathbf{1}_m & \mathbf{0}_m \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \right\}.$$

since $[\Gamma_m, \mathbf{1}_m]$ is invertible as $\text{Im}\{\mathbf{1}_m\} = \text{Ker}\{\Gamma_m^\top\}$.

Concatenation of the two basis matrices above gives rise to a transformation matrix of the form

$$T_1 := \begin{bmatrix} \Gamma_m & \mathbf{1}_m & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

whose first $m-1$ columns span \mathcal{R}^* , whereas the remaining part of T_1 complete the state-space. It comes out that matrix T given by (9) is nothing but $T_1 T_2$ where block diagonal T_2 , defined as

$$T_2 := \text{diag} \left\{ (\Gamma_m^\top \Gamma_m)^{-1}, \begin{bmatrix} \frac{1}{m} & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \right\},$$

simply renormalizes T_1 without mixing up basis vectors of \mathcal{R}^* and $\mathbb{R}^n / \mathcal{R}^*$ in this matrix, i.e. preserving confinement of basis vector \mathcal{R}^* into the first $m-1$ columns of $T_1 T_2$. Note that it is not necessary to add the matrix T_2 because its only purpose is to facilitate the notations.

This discussion allows to interpret δ as coordinates related to $\mathcal{R}^* = \mathcal{V}^*$ or, equivalently, coordinate of the largest part of closed-loop state space (with some linear state-feedback) which does not impact the output $z = v$. This observation is physically meaningful as coordinates of the remaining part of the state-space are (σ, v) , so that increasing dimension of \mathcal{R}^* will necessarily affects those variables and, in turn, affects voltage trajectory.

C. Input-space decomposition

Let us now isolate part of the input space which affects \mathcal{R}^* and, hence, does not impact voltage trajectory. To this end, it suffices to (back) propagates \mathcal{R}^* into the input space by computing $B^{-1} \mathcal{R}^* := \{u \in \mathbb{R}^m \mid Bu \in \mathcal{R}^*\}$ as this set (which is actually a vector space) contains input vectors that induce state trajectories in \mathcal{R}^* . Here $B^{-1} \mathcal{R}^*$ is trivial because $\dim \text{Ker}\{B\} = 0$ and its expression reads

$$B^{-1} \mathcal{R}^* = \text{Im} \left\{ \text{diag}\{E\}^{-1} \text{diag}\{L\} \Gamma_m \right\}.$$

To complete the input-space, we construct the following quotient space

$$\mathbb{R}^m / B^{-1} \mathcal{R}^* = \text{Im} \left\{ \text{diag}\{E\}^{-1} \text{diag}\{L\} \mathbf{1}_m \right\}$$

⁴A convenient way to obtain the state-space completion is to construct the quotient space of \mathbb{R}^n modulo \mathcal{R}^* defined in [7, Sec. 0.5] and characterized by $\dim \mathcal{R}^* + \dim \mathbb{R}^n / \mathcal{R}^* = \dim \mathbb{R}^n$

where $\text{diag}\{E^{-1}\}\text{diag}\{L\}$ has been incorporated into this expression as a way to simplify resulting transformation matrix of the input-space :

$$G_1 := \text{diag}\{E\}^{-1} \text{diag}\{L\} [\Gamma_m \quad \mathbf{1}_m]. \quad (14)$$

As for the decomposition of the state space, change of coordinate of the input space provided in [5] and given by (10) can be recovered by normalizing G_1 via block diagonal matrix G_2 defined as

$$G_2 := \text{diag} \left\{ (\Gamma_m^\top \Gamma_m)^{-1} E_\delta L_\delta^{-1}, \frac{E_{\text{eq}}}{mL_{\text{eq}}} \right\},$$

so that $d = G[\lambda^\top, \mu]^\top$ with $G = G_1 G_2$.

D. Expression of the dynamics in the new coordinates

Previous discussions can be sum up by expressing open-loop (2) in the new coordinates :

$$\begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{0} & -\Delta(L^{-1}) & E_\delta L_\delta^{-1} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & 0 & -1/L_{\text{eq}} & \mathbf{0} & E_{\text{eq}}/L_{\text{eq}} \\ \mathbf{0} & 1/C & -1/(RC) & \mathbf{0} & 0 \\ \mathbf{0} & 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (15)$$

Observe now that (15) admits structure of (5) and, hence, its dynamics adopts cascaded form depicted by Fig. 2. This observation results from the fact system (2) enjoys the peculiar property that null matrix $\mathbf{0}$ is a friend of \mathcal{R}^* . Subsection III-B indeed predicts that (2) can be rewritten as in (5) but only as a closed-loop system and for some state-feedback $F \in \mathbb{R}^{m \times n}$. In fact, it comes out that, in the new coordinates, *open-loop* system (2) already admits the structure of (5) which means that null matrix $F = \mathbf{0}$ is already satisfactory for making \mathcal{R}^* an output nulling invariant subspace.

The bottom line is the decomposition introduced in [5], i.e., i and d replaced by (δ, σ) and (λ, μ) respectively, follows from the construction of a basis of \mathcal{R}^* and, in turn, of $B^{-1}\mathcal{R}^*$.

E. Trajectories $\delta(\cdot)$ corresponds to the internal dynamics

Following the way (6) has been derived from (5), dynamics induced by (15) can be decomposed into a cascaded form where upper subsystem Σ_v defined by

$$\Sigma_v : \begin{cases} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \sigma \\ v \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -1/L_{\text{eq}} \\ 1/C & -1/(RC) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sigma \\ v \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E_{\text{eq}}/L_{\text{eq}} \\ 0 \end{bmatrix} \mu \\ z = [0 \ 1] \begin{bmatrix} \sigma \\ v \end{bmatrix} \end{cases} \quad (16)$$

feeds a lower one, denoted by Σ_δ and governs by

$$\Sigma_\delta : \frac{d}{dt} \delta = -\Delta(L^{-1})v + E_\delta L_\delta^{-1} \lambda \quad (17)$$

Fig. 3 depicts the interactions between those two blocks.

From the discussion carried out in subsection III-B, Σ_v corresponds to the external dynamic, i.e., the one which is visible from z , whereas Σ_δ is nothing but the internal dynamics

which lies into the output nulling subspace \mathcal{R}^* and, in turn, is invisible from z . Fig. 2 highlights this last comment by the fact the δ is a signal of the *lower* subsystem which does not affect the output $z = v$ of Σ_v , the higher block in the cascade. Property that internal dynamic does not impact the external one is thus recovered.

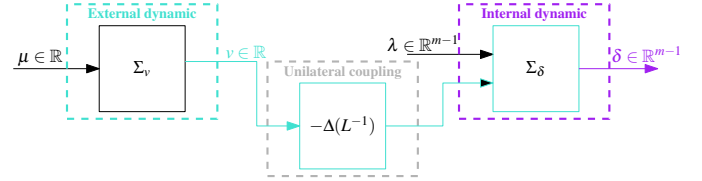


Fig. 3. New cascaded open loop model for buck interconnection

V. CONTROL DESIGN

The new formulation allows for modular design. Indeed, both voltage v and current repartition δ can be controlled independently by the input μ and λ , respectively.

A. External control design

Interestingly, subsystem Σ_v related to external dynamics corresponds to a single equivalent buck converter. As a result, we can apply any methodology from the literature to control it, including when R is unknown. However, the purpose being to illustrate the paper results, we assume here that the load value R is known for the sake of simplicity. Here, we choose to compute a state-feedback such that the external controller is expressed by :

$$\mathcal{C}_v : \quad \mu = -K_v \left(\begin{bmatrix} \sigma \\ v \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_r/R \\ v_r \end{bmatrix} \right) + \frac{v_r}{E_{\text{eq}}R}$$

where $K_v \in \mathbb{R}^{1 \times 2}$. This control law is nothing but a linear state-feedback stabilizing the shifted origin $(\sigma, v) - (v_r/R, v_r)$ and so that v converges to v_r , provided that K_v makes state matrix of closed-loop Σ_v with \mathcal{C}_v Hurwitz.

B. Internal control design

The considered controller is expressed by

$$\mathcal{C}_\delta : \quad \lambda = -K_\delta(\delta_r - \delta) + L_\delta E_\delta^{-1} \Delta(L^{-1})v. \quad (18)$$

This control law gets rid of voltage influence on the current distribution by removing term $\Delta(L^{-1})v$ so that derivatives of δ for closed-loop Σ_δ with \mathcal{C}_δ reads

$$\dot{\delta} = -E_\delta L_\delta^{-1} K_\delta (\delta_r - \delta).$$

It follows that any matrix $K_\delta \in \mathbb{R}^{(m-1) \times (m-1)}$ making $-E_\delta L_\delta^{-1} K_\delta$ Hurwitz, ensures that δ converges to some prescribed current distribution vector δ_r .

Note that, if voltage regulation is the unique control goal, \mathcal{C}_δ can actually be arbitrarily selected. However, controller (18)

let the resulting closed-loop system enjoys internal asymptotic stability as an additional property. Furthermore, control law (18) can asymptotically drive δ to arbitrary reference δ_r , so that not only voltage (and, in turn, total current) but also current distribution among converters are in hand. This gives a way to meet secondary objectives related to power-flow among the interconnection. Along this line, main result of [11] can be regarded as a control design achieving overall power losses minimization at the steady-state by means of appropriate selection of δ_r .

From this discussion, characterization of \mathcal{R}^* and $B^{-1}\mathcal{R}^*$ presented in this paper can also be viewed as a way to highlight degrees of freedom that remains in the control action once regulation of z is achieved : If inputs belonging to $B^{-1}\mathcal{R}^*$ affect state trajectory, they do not impact regulated output and, hence, can be used to meet additional control goal. Important comments on this topic can be found in [12].

VI. SIMULATION RESULTS

In order to illustrate the state decomposition, simulations on the system (2) have been performed on Matlab/Simulink in the case of two converters. Note that using more than two converters do not add any difficulty for the control design.

1) Model parameters and reference definition

We consider two parallel converters ($m = 2$). Capacitor and resistor numerical values are respectively $C = 47 \mu\text{F}$ and $R = 2 \Omega$. Other physical parameter values are listed by Table I. Voltage has to be regulated to $v_r = 12 \text{ V}$.

TABLE I: CONVERTERS PARAMETERS

	$k = 1$	$k = 2$
E_k (V)	20	25
L_k (mH)	0.25	0.50

From previous discussions, full characterizing of the desired steady-state requires to define $\delta_r = i_{r1} - i_{r2} \in \mathbb{R}$, where i_{r1} and i_{r2} are current references of i_1 and i_2 , respectively. The following two distinct scenarios are successively considered :

- (i) $\delta_r = 0 \Leftrightarrow i_{r1} = i_{r2}$ corresponding to uniform current distribution ;
- (ii) $\delta_r = -1 \Leftrightarrow i_{r2} = i_{r1} + 1$ leading to steady-state for which converter 2 conveys more power than converter 1.

2) Simulation results

Following guidelines provided by Section V, controller gains are selected as follows :

$$K_v = [2 \times 10^{-3} \quad -36 \times 10^{-3}], \quad K_\delta = -5. \quad (19)$$

The two scenarios only differs on internal reference. As a result, external trajectories should be the same. This can be verified on Fig. 4 where voltage v and total current σ chronographs are identical for (i) and (ii). In fact, current repartition δ , corresponding to \mathcal{R}^* coordinates, is in the direction of $[1 \quad -1 \quad 0]^T$ which is contained in $\text{Ker}\{C\}$ and, hence, invisible from z .

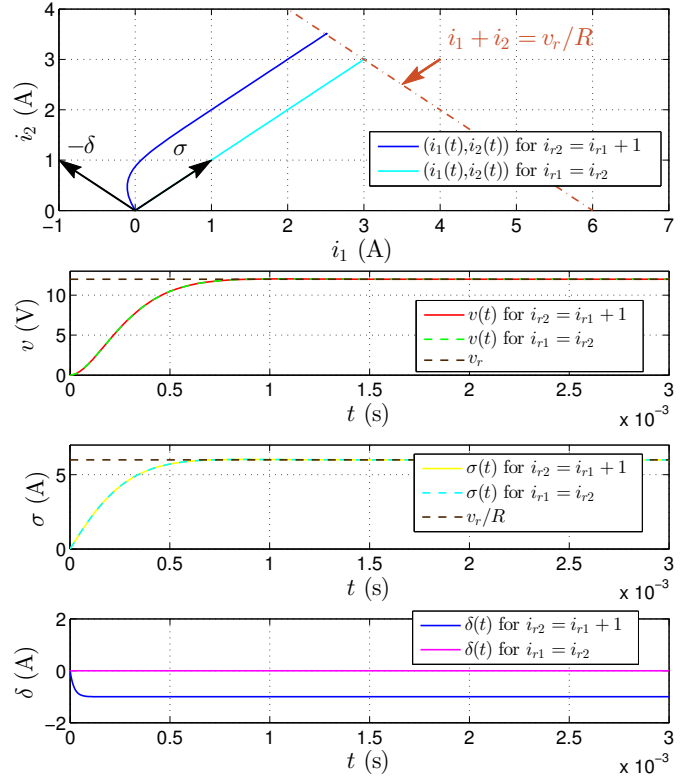


Fig. 4. Results in (i_1, i_2) plan and chronographs of $v(t)$, $\sigma(t)$ and $\delta(t)$

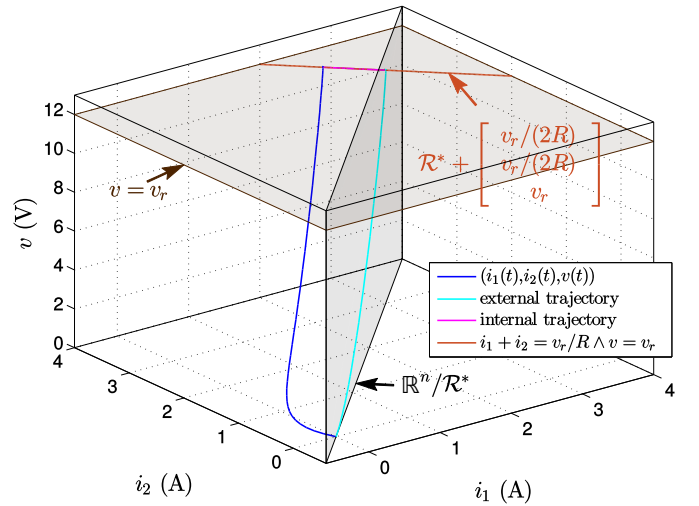


Fig. 5. Simulation results in (i_1, i_2, v) plan for $\delta_r = -1 \text{ A}$

Figure 5 depicts closed-loop state trajectory for scenario (ii) in the state space (i_1, i_2, v) using blue line. This trajectory is then decomposed into its external component (cyan line) lying in $\mathbb{R}^n/\mathcal{R}^*$ and its internal component (magenta line) which belongs to \mathcal{R}^* . To improve visual rendering, translation of \mathcal{R}^* that contains equilibrium point is depicted (orange line)

instead of \mathcal{R}^* itself.

VII. CONCLUSION

In this paper, a didactic methodology for separating voltage and current distribution dynamics has been proposed for parallel interconnection of buck converters. The core is the approach relied on characterization of controlled invariant subspaces contained in the kernel of the output map. This allows for change of both state and input coordinates giving rise to cascaded system for which voltage trajectory becomes independent from current distribution. Extensive discussion on benefits of this reformulation in terms of control design is also provided.

RÉFÉRENCES

- [1] J. M. Guerrero, J. C. Vásquez, and R. Teodorescu, “Hierarchical control of droop-controlled dc and ac microgrids; a general approach towards standardization,” in *2009 35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*, Nov 2009, pp. 4305–4310.
- [2] V. J. Thottuvelil and G. C. Verghese, “Analysis and control design of paralleled dc/dc converters with current sharing,” in *Proceedings of APEC 97 - Applied Power Electronics Conference*, vol. 2, Feb 1997, pp. 638–646 vol.2.
- [3] A. Cid-Pastor, R. Giral, J. Calvente, V. I. Utkin, and L. Martinez-Salamero, “Interleaved converters based on sliding-mode control in a ring configuration,” *IEEE Transactions on Circuits and Systems I : Regular Papers*, vol. 58, no. 10, pp. 2566–2577, Oct 2011.
- [4] J. Sun, Y. Qiu, B. Lu, M. Xu, F. C. Lee, and W. C. Tipton, “Dynamic performance analysis of outer-loop current sharing control for paralleled dc-dc converters,” in *Twentieth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2005. APEC 2005.*, vol. 2. IEEE, 2005, pp. 1346–1352.
- [5] J.-F. Tréguouët and R. Delpoux, “Parallel interconnection of buck converters revisited,” *IFAC-PapersOnLine*, vol. 50, no. 1, pp. 15 792 – 15 797, July 9-14 2017.
- [6] H. Trentelman, A. A. Stoorvogel, and M. Hautus, *Control theory for linear systems*, 2001st ed., ser. Communications and Control Engineering. Springer-Verlag London, 2012, vol. 1.
- [7] W. M. Wonham, *Linear multivariable control : a geometric approach*. Springer-Verlag New York, 2012, vol. 10.
- [8] G. Basile and G. Marro, *Controlled and Conditioned Invariants in Linear System Theory/Book and Disk*. Prentice Hall, 1992, vol. 1.
- [9] G. Marro, F. Morbidi, L. Ntogramatzidis, and D. Prattichizzo, “Geometric control theory for linear systems : a tutorial,” in *Proceedings of the 19th International Symposium on Mathematical Theory of Networks and Systems MTNS 2010*, July 2010, pp. 1579–1590.
- [10] L. Ntogramatzidis and R. Schmid, “Robust eigenstructure assignment in geometric control theory,” *SIAM Journal on Control and Optimization*, vol. 52, no. 2, pp. 960–986, 2014. [Online]. Available : <https://doi.org/10.1137/130912906>
- [11] J.-F. Tréguouët, R. Delpoux, and J.-Y. Gauthier, “Optimal secondary control for dc microgrids,” in *2016 IEEE 25th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, Santa Clara, CA, June 2016, pp. 510–515.
- [12] A. Serrani, “Output regulation for over-actuated linear systems via inverse model allocation,” in *2012 IEEE 51st IEEE Conference on Decision and Control (CDC)*, Dec 2012, pp. 4871–4876.

Hierarchical control of a meshed DC microgrid

I. Zafeiratou¹

D. V. A. Nguyen¹, I. Prodan¹, L. Lefèvre¹, L. Piétraç²

¹Univ. Grenoble Alpes, Grenoble INP *, LCIS, F-26000 Valence, France

²Université de Lyon, CNRS, INSA-Lyon, AMPERE, F-69621 Villeurbanne, France

Date de début du travail : 19/09/2016

ANR project C³ μ

Abstract—This paper proposes a meshed DC microgrid architecture supervised by a multi-layer optimization based control. Its dynamical analysis is described through the Bond Graph notion and the port-Hamiltonian formalism. A multiscale supervision scheduling is developed to handle the load balancing problem for the proper energy distribution within the transmission network. The control architecture considers three control layers. These are implemented via a combination of differential flatness and MPC (Model Predictive Control). Flat representations serve to define analytically profiles, costs and constraints which are subsequently used in an MPC framework: i) at a higher level constrained optimal profiles are generated through the use of differential flatness and B-splines parametrization; ii) at a middle level an MPC (Model Predictive Control) problem is formulated to track the profiles under perturbations; iii) at a lower level the duty cycles of the converters are controlled for the voltage adjustment within the DC-bus.

Résumé—L'article propose une architecture d'un DC microgrid en topologie maillé supervisé par un contrôle basé sur l'optimisation multicouche. Le modèle dynamique est décrit par la notion Bond Graph and le formalism port-Hamiltonian. La planification de la supervision multi-échelle est développée afin de gérer le problème de load balancing (équilibre de charge) par rapport à la distribution d'énergie appropriée dans le réseau de transmission. L'architecture du contrôle considère trois niveaux de supervision qui sont implémentés via une combinaison de platitude différentielle et de MPC (Model Predictive Control). Les représentations plates servent à définir analytiquement les profils, les coûts et les contraintes qui sont ensuite utilisés dans le cadre de MPC : i) à un niveau supérieur, des profils optimaux sous contraintes sont générés grâce à l'utilisation de la platitude différentielle et de la paramétrisation B-splines ; ii) à un niveau moyen, un problème MPC (Model Predictive Control) est formulé pour suivre les profils sous perturbations ; iii) à un niveau inférieur, les cycles de fonctionnement (duty cycles) des convertisseurs sont contrôlés pour le réglage de la tension dans le DC bus.

I. INTRODUCTION

Recently, the increasing demand on energy consumption in buildings (residential, commercial, industrial) requires flexibility and efficiency on energy generation. Although the traditional grid is generally useful for the energy production,

some disadvantages appear. The main grid cannot offer energy independence and does not ensure the continuity of the power transmission. As a consequence the interest on microgrids has increased due to their high reliability when different distributed energy resources (DERs) are integrated into a power system [5]. Moreover, the interest on DC microgrids tends to grow as a result of the constant development and production of the DC equipment both for renewable sources (e.g. solar panels (PV), batteries, like lead acid batteries) and loads (e.g. electrical vehicles (EV), LED lights).

The following work presents a DC microgrid architecture, as shown in Fig. 1 with a meshed topology, which signifies that the power is generated by a collection of DERs (utility grid-UG, solar panel-PV, storage facility-ES) and passes through multiple possible paths until it reaches its final point. Consequently, a possible interruption of the power transmission can be avoided and the constant and safe operation of the system can be ensured. The aforementioned components in combination with their topology result in a strongly nonlinear system, distributed in space and in time. The global system dynamics is separated into different timescales. Primarily, the existence of the DC/DC converters useful for the voltage regulation to and from the common DC-bus creates a fast dynamics. Secondly, the slow dynamics is related to the ES and the PV system operation. At the same time, we have to cope with variable profiles and costs and obey to a set of constraints related to the different characteristics of the system components.

The microgrid energy management problem is generally formulated as a constrained optimization problem in continuous time, not straightforward to solve. In the literature, there are several methods proposed for the modeling and control of such systems. Because of their complexity, most of the times, they propose a simple dynamics in order to proceed to its supervision [5]. Furthermore, there are researchers that look into multi-layer approaches [17] where the generated profiles may not fully respect the constraints or the dynamics of the system.

Various works concentrate on the use of MPC in combination with mixed-integer programming for battery scheduling or chance constraints to deal with profiles uncertainties [18]. The hierarchical implementation of MPC is discussed in [15], [16] for microgrids operating in islanded mode. A two-layer control and coordination for DERs is addressed in [13] through the use of MPC via machine learning.

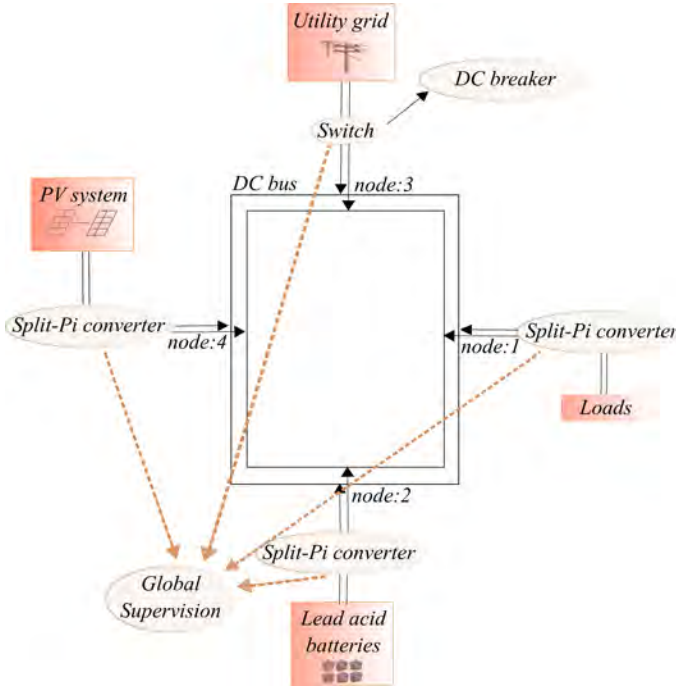


Fig. 1. Meshed DC microgrid architecture.

This paper builds upon our previous results where a port-Hamiltonian (PH) model was developed for each component of the DC microgrid. In here, we go further in i) developing a flat representation of the strongly nonlinear interconnected system and ii) dealing with the optimization-based control of the global meshed DC microgrid. We propose a three layer control that supervises the fast and the slow dynamics of the system. where :

- at the *higher level* we generate optimal reference profiles using the differential flatness notion with the B-splines parametrization,
- at the *middle level* we use an MPC (Model Predictive Control) problem which is formulated to track the profiles under perturbations,
- at the *lower level* we control the switching activity of the DC/DC converters for the voltage regulation.

In this paper, we consider only the slow dynamics of the system, hence we describe and provide simulations results for the first two control layers.

This paper is organized as follows. Section 2 refers to the modelling methodology, which relies on the Bond Graph

representation of the electrical network. We will also indicate the flat representation of the Split-Pi converter and the battery. Section 3 introduces the multi-layer supervision problem by giving priority to the description of the high and the middle level. In section 4, we provide the simulation results and, finally, in Section 5, we draw the conclusions and highlight the future work.

II. DC MICROGRID

In this section, in order to have a clear grasp on the system dynamical model, we start by briefly introducing the adopted modeling methodology. Next, we derive its flat representation and present the advantages of the associated B-splines parametrization. These notions will be instrumental in the formulation of the high and middle layer optimization problems.

2.1 Modeling methodology

The dynamics of the system is determined by the Bond Graph, which is a graphical representation of physical systems. It is regarded as the interconnection of three types of components : the energy-source elements, the energy-storing elements and the energy dissipating elements. These three components constitute the Junction Structure (JS) as represented in Fig.2. According to Fig.2, the arrows describe the direction of the power flow which is characterized by a pair of effort (e) and flow (f), where, in our case, determine the voltage and the current correspondingly.

From the equations provided by the Bond Graph [2], [7], we obtain the system's state-space representation in a port-Hamiltonian (PH) [3] form generally described by :

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= [J(t) - R]Qx(t) - Gu(t), \\ y(t) &= G^T Qx(t) + Du(t), \end{aligned} \quad (1)$$

where $x \in R^n$ is the state vector composed by $p(t)$ and $q(t)$ variables, known as the displacement variables that denote the magnetic flux of the inductors and the charge of the capacitors in an RLC circuits. Furthermore, $u(t) \in R^m$ is the input vector of the system, $y(t) \in R^m$ is the output vector, $J(t) \in R^{n \times n}$ is a skew-symmetric matrix, $R \in R^{n \times n}$ is the matrix of the dissipating elements, $G \in R^{n \times m}$ is the input matrix, $Q \in R^{n \times n}$ is a diagonal matrix that contains the circuit parameters and $D \in R^{m \times m}$ is a matrix that depends on the relation among the port variables.

The storage function of the system is called the Hamiltonian and describes the total energy of the system :

$$H(x) = \frac{1}{2}x(t)^T Qx(t). \quad (2)$$

The main advantage of the port-Hamiltonian approach is that the energy flow can be easily represented, guaranteeing the power conservation property.

2.2 Dynamical representation of the microgrid model

The system presented in Fig.1 is further represented as a set of electrical RLC circuits as shown in Fig. 3. Its main

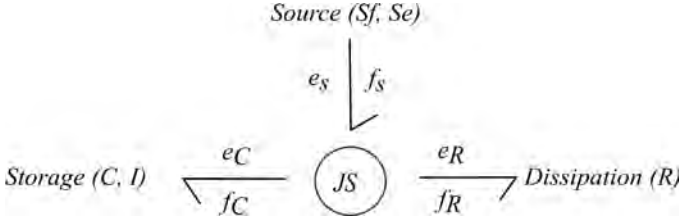


Fig. 2. Bond Graph representation of physical systems.

components, for which we provide below their mathematical representation, are the Split-Pi converter and the ES system considered here as a lead acid battery described by the Kinetic Battery Model (KiBaM) (Fig. 3). We present in detail the dynamical model of the converter, where the fast dynamics of the switches is observed. We also analyse the dynamics of the ES system, indispensable for the energy management and cost optimization. For the PV system, we provide profiles generated from the PV model proposed in [8], which depend on specific temperature and irradiation data. Additionally, we use profiles for the load demand which consume as much UG energy as it is required, obeying, the power limits.

Split-Pi converter : The PH model of the Split-Pi converter is obtained from its Bond Graph representation 8 as follows :

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \dot{p}_{1sc}(t) \\ \dot{p}_{2sc}(t) \\ \dot{q}_{1sc}(t) \\ \dot{q}_{2sc}(t) \\ \dot{q}_{3sc}(t) \end{bmatrix} \\ i_{DC}(t) \end{cases} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \frac{-1}{R_{1sc}} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} u_{sc}(t), \\ = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{-1}{R_{1sc}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} Q_{sc} x_{sc}(t) - \begin{bmatrix} \frac{1}{R_{1sc}} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} u_{sc}(t), \end{cases} \quad (3)$$

where $x_{sc}(t) = [p_{1sc}(t) \ p_{2sc}(t) \ q_{1sc}(t) \ q_{2sc}(t) \ q_{3sc}(t)]^\top \in R^5$ is the state vector, $u_{DC}(t) = [-v_{DC}(t) \ -i_{RLsc}(t)]^\top \in R^2$ is the input vector represented by the input voltage, $v_{DC}(t)$, coming from the common DC-bus, and the load current $i_{RLsc}(t) = \frac{q_{3sc}(t)}{R_{Lsc}C_{3sc}}$. Also, in (3) $y_{sc}(t) = [i_{DC}(t) \ v_{RLsc}(t)]^\top \in R^2$ is the output vector, $i_{DC}(t) \in R$ is the current of the DC-bus and $v_{RLsc}(t) \in R$ is the output voltage of the converter. The matrix Q_{sc} is the circuit's parameter matrix equal to $diag(1/I_{1sc}, 1/I_{1sc}, 1/C_{1sc}, 1/C_{2sc}, 1/C_{3sc}) \in R^{5 \times 5}$, where C is the capacitance of the corresponding capacitors and I is the inductance of the corresponding inductors. The matrix $J_{sc}(t) \in R^{5 \times 5}$ and the dissipation matrix $R_{sc} \in R^{5 \times 5}$

are described below :

$$J_{sc}(t) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & -(1-d_{1sc}(t)) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & (1-d_{2sc}(t)) & -1 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1-d_{1sc}(t) & -(1-d_{2sc}(t)) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (4)$$

$$R_{sc} = diag(0, 0, \frac{1}{R_{1sc}}, 0, 0), \quad (5)$$

with $d_{1sc}(t), d_{2sc}(t) \in [0, 1]$, the duty cycles.

Lead-acid battery : Here, we use the two tank Kinetic Battery Model (KiBaM) [4], [9], where the bound charge and the available charge are separated by a conductance. As represented in Fig. 3, the RLC circuit of the lead acid battery is composed by two capacitors C_{1b} and C_{2b} separated by a resistor R_{2b} . Similarly, the PH model of the KiBaM is obtained from its Bond Graph representation as follows :

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \dot{q}_{1b}(t) \\ \dot{q}_{2b}(t) \end{bmatrix} \\ i_{sc}(t) \end{cases} = \begin{bmatrix} J_b(t) - R_b \\ -\frac{1}{R_{1b}} & 0 \end{bmatrix} Q_b x_b(t) + \begin{bmatrix} \frac{1}{R_{1b}} \\ 0 \\ \frac{1}{R_{1b}} \end{bmatrix} v_{sc}(t), \quad (6)$$

where $x_b = [q_{1b}(t) \ q_{2b}(t)]^\top \in R^2$ is the state vector, $v_{sc}(t) \in R$ is the system's input vector denoting the input voltage coming from the Split-Pi converter connected with the battery, $i_{sc}(t) \in R$ is the output vector, where $i_{sc}(t)$ indicates the battery current during charging. The circuit's parameter matrix is given by $Q_b = diag(1/C_{1b}, 1/C_{2b}) \in R^{2 \times 2}$. The dissipation matrix $R_b \in R^{2 \times 2}$ is :

$$R_b = \begin{bmatrix} \frac{1}{R_{1b}} + \frac{1}{R_{2b}} & -\frac{1}{R_{2b}} \\ -\frac{1}{R_{2b}} & \frac{1}{R_{2b}} \end{bmatrix}. \quad (7)$$

Central transmission line network : The mathematical analysis of the central transmission network is based on its Bond Graph and on the power conservation principle of the JS as presented below :

$$P_{ug}(t) + P_{pv}(t) - P_{es}(t) - P_{loads}(t) - P_{R1b}(t) - P_{R1}(t) - P_{R2}(t) - P_{R3}(t) - P_{R4}(t) - 3P_{R_{1sc}}(t) = 0, \quad (8)$$

where $P(t)$ is the power of each corresponding element and $P_{es}(t) = i_b \cdot v_b$.

The Bond Graph power conservation property obeys to the fundamental relations of the nodes while compliance with the energy conservation laws coming from physics theory [10].

2.3 Flat representation of the DC microgrid

In this section, the state-space representation of the battery (6) connected to the Split-Pi converter (3) will be replaced by the flatness-based representation of the interconnected system. This will be used next for the optimal reference profiles generation in the high level. The notion of differential flatness

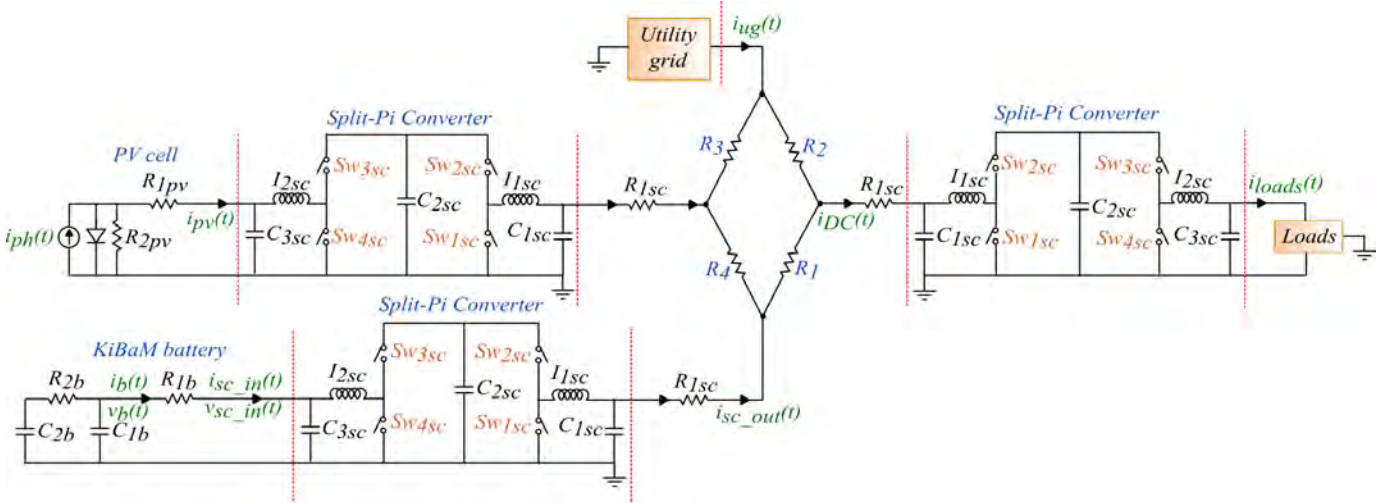


Fig. 3. The RLC circuit representation of the DC microgrid.

considers that instead of describing the system's dynamics through its entire state vector, a certain amount of algebraic variables can be used, that depend only on certain elements of the state vector [14]. These elements are called the flat outputs of the system and they are represented in function of the system's states and their derivatives. Conversely, the states and inputs of the system are represented in function of the flat outputs and a finite number of their derivatives. A nonlinear system given as below [14] :

$$\dot{x} = f(x, u), \quad (9)$$

where $x \in R^\nu$ and $u \in R^\mu$, for which $f(0,0) = 0$ and $\text{rank} \frac{\partial f}{\partial u} = \mu$ are verified, can be characterized as differentially flat, if there exists a flat output $z = z_1, z_2, \dots, z_\mu$, that satisfies the following conditions :

- The flat output z is represented in function of the states of the system and their derivatives.
- The states $x = x_1, x_2, \dots, x_\nu$ and the inputs $u = u_1, u_2, \dots, u_\mu$ are representable in terms of the flat outputs and a finite number of their derivatives.
- The components of z are differentially independent.

Flatness and controllability are two properties closely associated. In [14] it is demonstrated that a nonlinear system is flat if and only if it is controllable.

In general, the set of flat outputs of a nonlinear system is not straightforward to find, as also shown by the complex dynamical equations of the Split-Pi and battery given in (3) and (6). Luckily, existing results from literature provide hints towards constructive approaches levine2009analysis, franke2013computation. In order to proceed to the flat output calculation, we consider the following : i) in (3) and (6) we have 7 states in our system ; $p_{1sc}(t)$, $p_{2sc}(t)$, $q_{1sc}(t)$, $q_{2sc}(t)$, $q_{3sc}(t)$, $q_{1b}(t)$, $q_{2b}(t)$, ii) in (3) and (6) we have 4 inputs in our system : $d_{1sc}(t)$, $d_{2sc}(t)$, $V_{sc}(t)$, $I_{R_{1b}}(t)$,

leading to a set of four flat outputs, iii) the circuit's parameters and the values of the resistors are considered constants.

The dynamical PH model given in (3), (4), (6) and (7) is differentially flat corresponding to the following set of flat outputs :

$$\begin{aligned} z_1(t) &= \frac{1}{I_{1sc}} \frac{p_{1sc}(t)^2}{2} + \frac{1}{I_{2sc}} \frac{p_{2sc}(t)^2}{2} + \frac{1}{C_{2sc}} \frac{q_{2sc}(t)^2}{2}, \\ z_2(t) &= q_{3sc}(t) + q_{1b}(t), \\ z_3(t) &= q_{2b}(t), \\ z_4(t) &= q_{2sc}(t). \end{aligned} \quad (10)$$

The general representation of the states and the inputs expressed in (10) is important for the flat parametrization of the system. Concerning the method of parametrization, we chose to use B-splines due to their advantageous properties on convexity and on calculating the flat outputs' derivatives. Their degree depends on the highest order derivative to which the continuity needs to be ensured. Generally, we consider that the flat output $z(t)$ is projected over N B-splines of order d as in the following [11] :

$$z(t) = \sum_{i=1}^N p_i \cdot b_{i,d}(t) = \mathcal{P} \mathcal{B}_d(t), \quad (11)$$

where $p_i \in R^3$ is the i^{th} control point, to which it corresponds the matrix $\mathcal{P} \in R^{3 \times N}$ of N control points equal to $\mathcal{P} = [p_1 \ p_2 \ \dots \ p_N]^T$. Moreover, $\mathcal{B}_d(t) = [b_{1,d}(t) \ b_{2,d}(t) \ \dots \ b_{N,d}(t)]^T$ is the B-spline vector, where $b_{i,d}(t)$ corresponds to the i^{th} b-spline of order d . The b-splines are defined by a knot-vector $T \in R^{N+d}$ which is a set of non-decreasing time instants equal to $T = \{\tau_0 \leq \tau_1 \leq \dots \leq \tau_m\}$, where $m = N + d + 1$.

More details on the theory and the properties of B-splines, employed in the following section, can be found in [12].

III. MULTI-LAYER OPTIMIZATION AND RESULTS

The main goal is to minimize the electricity cost by minimizing the energy consumption from the UG, hence taking advantage of the PV power production and the ES system capacity. The control variables within the DC microgrid system are : the duty cycles $d_{1sc}(t)$, $d_{2sc}(t)$ in (4) of the Split-Pi converter and the UG power $P_{ug}(t)$. Gathering all the elements, presented in section 2, we present hereinafter the control approach (illustrated in Fig.4) that we propose :

- at the *high level* we use the flat representation of the Split-Pi converter and the battery system and generate optimal reference profiles for the battery current and voltage, denoted as i_b and v_b respectively. At the same time, we take into account the system dynamics and the continuous-time constraints validation.
- at the *middle level* we use the a priori given profiles and track them in a constrained MPC framework [6]. At this point, the system has to settle to a steady state, where the output value y_k , that contains the battery current $i_b(k)$ and voltage $v_b(k)$, is equal to the reference to be followed, obtained by the optimal profiles of the high level.
- at the *low level* we control the duty cycles of the DC/DC converters, considering the tracking profiles obtained from the MPC controller in the middle level. From the tracking profiles of i_b and v_b , we obtain also the profile of the Split-Pi converter input voltage v_{sc_in} . This profile is used as a desired output at the low level control in order to obtain the appropriate switching activity profiles of the Split-Pi converter.

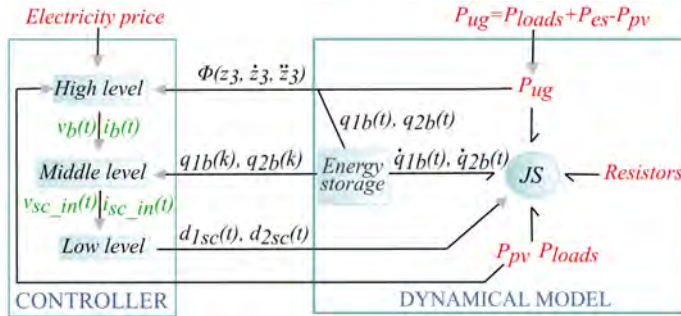


Fig. 4. Hierarchical control scheme of the DC microgrid.

We will concentrate next only on the high and middle level of the hierarchical control scheme. Note that we do not consider the power losses of the system. Therefore, the power balancing equation (8) becomes :

$$P_{ug} + P_{pv} - P_{es} - P_{loads} = 0, \quad (12)$$

where the resistances' power sets to zero, $P_{R1} = P_{R2} = P_{R3} = P_{R4} = P_{R1sc} = P_{R1b} = 0$. Since our purpose is

the consumer's electricity cost decrease, the objective function that we will minimize is the following :

$$\begin{aligned} \min_{P_{ug}} J &= \int_{t_0}^t price(t) \cdot P_{ug}(t) dt \\ \text{subject to : } &v_{b_min} \leq v_b \leq v_{b_max}, \\ &i_{b_min} \leq i_b \leq i_{b_max}, \\ &q_{2b_min} \leq q_{2b} \leq q_{2b_max}, \\ &P_{ug_min} \leq P_{ug} \leq P_{ug_max}, \end{aligned} \quad (13)$$

where EP is the electricity price.

In this section, we present the simulation results of the high and the middle level that have been previously presented.

For the simulation we used a set of DS-100 PV modules by collecting real external temperature and irradiation data of a whole day in June. Concerning the battery unit, we considered a collection of AGM 12-165 model of lead acid batteries. For the electricity price, we kept a variable cost equal to 0.147 [eur/kWh] from 4:00pm until 10:00pm and equal to 0.116 [eur/kWh] for the rest of the day. For the simulations acquisition we use MATLAB 2015a. Additionally, we choose the YALMIP solver for both the high and the middle level, except that for the high level we select also the IPOPT option in order to solve our optimization problem. In order to carry on with the simulations on the high level and be able to use them as reference profiles in the middle level control, we should appear more restricted constraints.

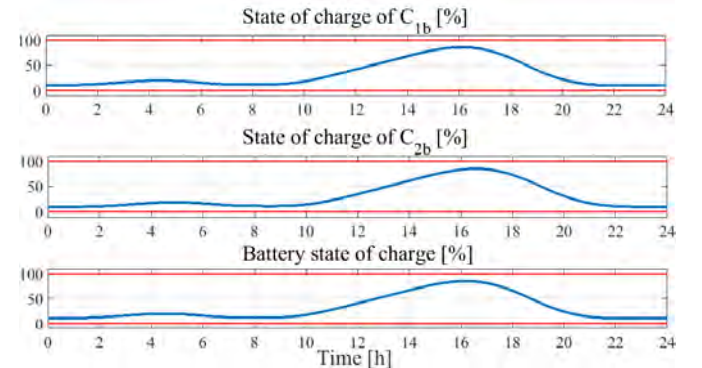


Fig. 5. The optimal trajectories of the battery state of charge.

Fig.6 illustrates the power generated from the battery and the utility grid within 24 hours with the PV and the loads demand profiles. We mention here that the power's positive sign indicates the power supplied to the microgrid. Moreover, we notice that in case of PV power excess, this amount of power does not get wasted. It is either sold to the UG or charges the ES system. In addition, after 5 :00pm when the load demand starts to increase, both the battery and the external grid try to support the consumer's demand.

Table I shows the electricity cost, the calculation time and the number of charges and discharges of the battery for several control points, N , in the B-splines parametrization.

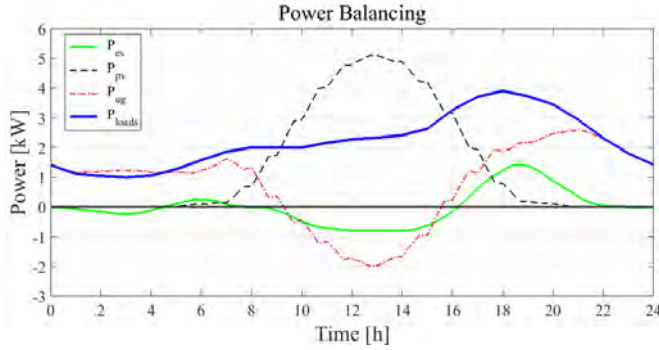


Fig. 6. Power balancing optimal reference profiles.

We observe that as the number of control points increases the electricity cost decreases, while the battery charges and discharges get increased. The electricity cost without using the battery is equal to 2.818 euros.

TABLE I: SIMULATION RESULTS OF DIFFERENT N .

N	20	25	30	35	40
d	4	4	4	4	4
Electricity cost [euros]	2.514	2.427	2.448	2.396	2.125
Calculation time [s]	134	197	309	444	535
Number of charge/discharge	4	6	5	9	11

Next, we present the results that concern the middle level control. Disturbances were considered in the control input that represents the input voltage of the Split-Pi converter, v_{sc_in} . The disturbance magnitude used for the simulations is about 5% of the difference between the minimum and the maximum value of the $v_{sc_in}^{ref}$. In Fig.7, we see that the trajectories are well followed and satisfied.

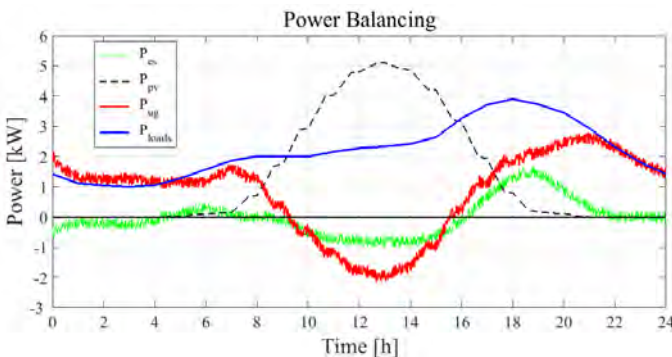


Fig. 7. The power balancing tracking profiles under perturbation.

IV. CONCLUSION

In this paper, we have introduced a multi-layer supervision for a meshed DC microgrid. We presented a constrained optimization control approach for the power balancing problem

formulation at the high and the middle level and we provided the corresponding simulation results. In a meshed topology, the optimization problem to solve becomes more complicated since it contains a combination of sources. The controller takes decisions for the power supply of loads according the less costly DER that exists in the system, in our case the PV and the ES systems. Henceforward, we intend for further improvements in our optimization constrained-based problem formulation by taking into account the power losses within the DC-bus. Furthermore, we plan to employ the obtained optimal profiles of the middle level to the low level control for the switching activity acquisition.

RÉFÉRENCES

- [1] Fliess, Michel, et al. "Flatness and defect of non-linear systems : introductory theory and examples." International journal of control 61.6 (1995) : 1327-1361.
- [2] Karnopp, Dean C., Donald L. Margolis, and Ronald C. Rosenberg. System dynamics : modeling, simulation, and control of mechatronic systems. John Wiley Sons, 2012.
- [3] van der Schaft, Arjan, and Dimitri Jeltsema. "Port-Hamiltonian systems theory : An introductory overview." Foundations and Trends® in Systems and Control 1.2-3 (2014) : 173-378.
- [4] Jongerden, Marijn R., and Boudewijn R. Haverkort. "Battery Aging, Battery Charging and the Kinetic Battery Model : A First Exploration." International Conference on Quantitative Evaluation of Systems. Springer, Cham, 2017.
- [5] Wang, Baochao, Manuela Sechilariu, and Fabrice Locment. "Intelligent DC microgrid with smart grid communications : Control strategy consideration and design." IEEE transactions on smart grid 3.4 (2012) : 2148-2156.
- [6] Mayne, David Q. "Model predictive control : Recent developments and future promise." Automatica 50.12 (2014) : 2967-2986.
- [7] Escobar, Gerardo, Arjan J. Van Der Schaft, and Romeo Ortega. "A Hamiltonian viewpoint in the modeling of switching power converters." Automatica 35.3 (1999) : 445-452.
- [8] Zafeiratou, I., et al. "Dynamical modelling of a DC microgrid using a port-Hamiltonian formalism." IFAC-PapersOnLine 51.2 (2018) : 469-474.
- [9] Manwell, James F., and Jon G. McGowan. "Lead acid battery storage model for hybrid energy systems." Solar Energy 50.5 (1993) : 399-405.
- [10] Borutzky, Wolfgang. "Bond graph based physical systems modelling." Bond Graph Methodology : Development and Analysis of Multidisciplinary Dynamic System Models (2010) : 17-88.
- [11] Suryawan, Fajar. "Constrained trajectory generation and fault tolerant control based on differential flatness and b-splines." (2011).
- [12] Stoican, Florin, et al. "Constrained trajectory generation for UAV systems using a B-spline parametrization." Control and Automation (MED), 2017 25th Mediterranean Conference on. IEEE, 2017.
- [13] Drgoňa, Ján, et al. "Approximate model predictive building control via machine learning." Applied Energy 218 (2018) : 199-216.
- [14] Levine, Jean. Analysis and control of nonlinear systems : A flatness-based approach. Springer Science Business Media, 2009.
- [15] Parisio, Alessandra, et al. "An MPC-based energy management system for multiple residential microgrids." Automation Science and Engineering (CASE), 2015 IEEE International Conference on. IEEE, 2015.
- [16] Velarde, P., et al. "On the comparison of stochastic model predictive control strategies applied to a hydrogen-based microgrid." Journal of Power Sources 343 (2017) : 161-173.
- [17] Gupta, Rahul, et al. "An ADMM-based Coordination and Control Strategy for PV and Storage to Dispatch Stochastic Prosumers : Theory and Experimental Validation." arXiv preprint arXiv :1803.07641 (2018).
- [18] Franke, Matthias, and Klaus Robenack. "On the computation of flat outputs for nonlinear control systems." Control Conference (ECC), 2013 European. IEEE, 2013.

Designing an accurate and customizable epidural anaesthesia haptic simulator

Thibault SÉNAC

Laurent KRÄHENBÜHL, Richard MOREAU, Arnaud LELEVÉ

Date effective de début du travail : 10/10/2016

Financement de la rémunération du doctorant : Ministérielle

Résumé—L'anesthésie péridurale est une procédure médicale très commune et pourtant plutôt complexe à réaliser. Les moyens de formations à ce geste manquent et ne se révèlent pas efficaces dans la pratique. Plusieurs tentatives de mettre en œuvre de simulateur ont pu voir le jour, cependant elles ont toutes fait preuve d'un certain nombre de lacunes dans la façon de représenter la procédure. Ce document propose un simulateur haptique plus complet et plus réaliste afin de reproduire ce geste. Le simulateur proposé consiste en une interface générique couplée à un vérin pneumatique afin de coller au mieux à un cas réel.

INTRODUCTION

A. Medical context

Epidural anaesthesia, despite being a commonly used medical gesture performed mainly during childbirth delivery, remains a very complex and hard to learn gesture [1]. This is mainly due to the fact that the procedure is mostly performed blindly, relying solely on haptic cues and their interpretation by the anaesthetist. To perform such a gesture, the practitioner has to insert a Tuohy needle between two vertebrae while injecting a fluid using an epidural syringe. To perform the anaesthesia, the Tuohy needle has to go through several physical layers, namely derma, supraspinous ligamentum, intraspinal ligamentum, and ligamentum flavum to finally reach the epidural space. Throughout the insertion, the anaesthetist experiences an increasing resistance coming both from the needle insertion and from fluid injection. This resistance reaches its maximum in the ligamentum flavum to then plummet creating what is commonly called the *perte de résistance* principle. It is this principle that allows physicists to know they reached the epidural space. Due to the relatively high forces exerted simultaneously on the needle and on the plunger of the syringe, the procedure is really demanding in term of precision as the epidural space is usually only about 4 mm wide.

In consequence, this particular medical gesture has a quite steep learning curve and may require up to 90 attempts to be performed with only 80% efficiency [2], which cannot be enough for healthcare applications. The need for an efficient teaching tool has been made even more predominant with statements from public institutes such as the French H.A.S. [3]

(Haute Autorité de la Santé), which demand to "never do the first time on a patient".

B. State of the art

Some teaching solutions have been developed in the form of manikins or complete robotic applications. Most of the proposed solutions have been listed and compared in [2], which considers 17 manikin based solutions and 14 computer based ones. According to the study, if each solution has its advantages and drawbacks, there will be no ideal solution. Concerning the manikins, it is generally easy to reach an appropriate level of realism when it comes to the general look and feel of the back of the patient. However, steep prices, the lack of easy customisation, the non repeatability of the tests, and the lack of control over the feel perceived when inserting a needle usually limits the haptic feel of this kind of solutions. On the other side, the computer based solutions may not provide the best looking simulator and/or the best realism concerning the patient back reproduction. Nevertheless being computer based allows for a deeper and easier customisation of the type of patient.

Nowadays, some computer based solutions have been developed to provide teaching tools to help trainees learn the epidural anaesthesia. Among those solutions, we can highlight, for instance, Manoharan *et al.* [4], Magill *et al.* [5], Dubey *et al.* [6] or Thao *et al.* [7], that developed haptic simulators for this particular procedure. These simulators however, provide an incomplete representation of epidural anaesthesia. Concerning needle insertion, these solutions often developed a custom haptic interface to generate the necessary haptic cues but the only included simplified representation of the procedure. The procedure may, for example, be limited in terms of degrees of freedom or only consider going through the different physical layers without taking into account a potential bone contact. Regarding the loss of resistance, the simulations are very simplified (if present), only using on/off solenoid valves.

In the literature, needle insertion have seen some interest in terms of modeling. The insertion forces are often described as a sum of different contributions [8] which are a constant cutting force, a friction force and an elastic force. Moreover,

TABLE I: VARIABLE INDEX

Variable	Definition	Unit
y	plunger position	m
v	plunger velocity	m/s
b	pneumatic cylinder physical damping	N.s/m
F_{pneu}	pneumatic force	N
M	plunger and rod mass	kg
K_{pneu}	pneumatic stiffness	N/m
B_1	cylinder constant	
q_{mA}	active mass flow	kg/s
z_1, z_2, z_3	error variables	-
C_1, C_2, C_3, C_4	backstepping constants	-

as the epidural space is located in the spine, it is possible to hit a vertebrae during the insertion of the needle. In that case we have to reproduce the feel of a hard body. In these cases the most common approach is to use a proxy system (also called god object [9]). This solution is usually quite efficient and simple for surface exploration but has shown some limitations when it comes to representing collisions as Kuchenbecker *et al.* [10] pointed out in their study. This study then proposed a new solution using event based haptic feedback to generate a vibration cue when contact occurred. Then, once the contact is established, it goes back to a proxy based approach to generate the resting force, thus providing a more realistic feedback.

C. Required features

Regarding epidural anaesthesia simulator, Vaughan *et al.* [2] has drawn some outlines as to what would be the perfect simulator. According to Vaughan *et al.*, the simulator has to be customisable. Furthermore the review specifically propose that the simulator contain a haptic interface paired with a 3D interface. Finally, the study insists on the fact that the simulator emulate not only the needle insertion forces, but also the loss of resistance felt using a syringe. However, most of the current simulation options are only able to reproduce what is called 100% loss of resistance, which you encounter only in the "average" and "easy" cases.

D. Contributions of this study

In this study we seek to answer some of the proposed ideas for an ideal simulator. This study introduces a customisable and realistic loss of resistance experience as well as applying different types of haptic cues in a 3D environment using a generic haptic interface paired with a pneumatic cylinder. This simulator is able to reproduce realistic epidural anaesthesia procedures, records enough data to try to assess the student level, and allow repeatability of the tests. We will then assess the relevancy of such a tool in a teaching environment.

I. THE SIMULATOR AND ITS IMPLEMENTATION

In this simulator, the haptic interface is here to reproduce the haptic cues generated by the needle insertion only. The pneumatic cylinder is then employed to emulate the syringe used in the real application and its purpose is to emulate the loss of resistance with enough precision.

A. Complete prototype setup

To build our prototype we used a VirtuosoTM6D [11] from Haption as our main haptic interface, on which we mounted a Airpel Anti Stiction® double acting pneumatic cylinder (M9D50.0UT1 [12]) with a form factor relatively close to that of the actual loss of resistance syringe. As we have to keep the instrumentation on the cylinder as light as possible and as small as possible, we opted for a magnetic position sensor (MPS-064TSNU0 [13]) from SICK and two miniature pressure sensors (EPRB-1 [14]) from TE. We, then, added with a Festo MPYE[®]-5-M5-010 B servo-valve to control this cylinder. We then used an Arduino Uno to insure the communication between the haptic interface and the pneumatic cylinder. A glance of the final prototype is available in Fig.1.

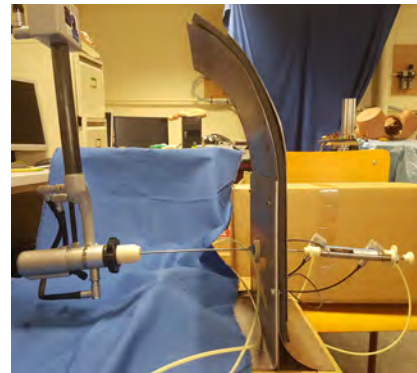


Fig. 1. Complete prototype setup

We added some mechanical parts to bring the prototype closer to a real case in term of look and feel. In that aspect we designed a set of 3D printed parts to bring the pneumatic cylinder closer to a real syringe as shown in Fig.2. Moreover, we added a plate representing the back of the patient.



Fig. 2. Pneumatic cylinder setup

Concerning the control of the pneumatic cylinder, we use a Simulink/ControlDesk environment implementing the control laws we designed. For the haptic interface, we developed a C/C++ application using the Haption API coupled with a physical simulation using the ODE library [15] and a virtual 3D environment to generate appropriate haptic cues.

B. Pneumatic cylinder control

1) Objectives

The aim of the pneumatic cylinder is to reproduce the forces resisting to the injection of a fluid throughout the insertion of the needle. The main focuses of this are :

- clearly representing the loss of resistance, creating different resistant forces according to the physical layer,
- keeping the idea that the user is emptying a syringe.

We chose to use a pneumatic cylinder paired with a servo-valve instead of a simple solenoid valve in order to be able to reproduce a larger variety of haptic cues to represent the loss of resistance. Indeed with each different morphologies comes different levels of forces as well as different speed of transition between the high and low forces. However, as we are using a pneumatic cylinder and not a syringe, we had to recreate the fact that the user is emptying a syringe. To add that part to the simulation, we designed a way for the cylinder to remain in position whenever the user stopped pushing on the plunger of the cylinder.

2) Cylinder control

To implement those two parts, two different control laws are needed, as well as an algorithm that would be able select the laws to use in a stable fashion. The first control law needs to produce a set resistant force and the second control law has to keep the plunger at a set position. Both control laws are developed using a backstepping approach based on the A-T transform [16] applied on a thermodynamical modeling of the plunger. We then added a switching algorithm that has to choose the control law to use in a given scenario and to insure that the system remains stable during the whole procedure.

Once modeled, we obtain the following system :

$$\begin{cases} \frac{dy}{dt} = v \\ \frac{dv}{dt} = \frac{-b \cdot v + F_{pneu}}{M} \\ \frac{dF_{pneu}}{dt} = -K_{pneu} \cdot v + B_1 \cdot q_{mA} \end{cases} \quad (1)$$

q_{mA} being a virtual active mass flow defined in the sense of [16].

We then apply the control laws defined in [17], [18] using q_{mA} to control either the position or the pneumatic force generated by the system. Once applied this system becomes :

$$\begin{cases} \frac{dz_1}{dt} = -C_1 \cdot z_1 + z_2 \\ \frac{dz_2}{dt} = z_1 - C_2 \cdot z_2 + \frac{z_3}{M} \\ \frac{dF_{pneu}}{dt} = -\frac{z_2}{M} - C_3 \cdot z_3 \end{cases} \quad (2)$$

when the position control is active, and

$$\begin{cases} \frac{dy}{dt} = v \\ \frac{dv}{dt} = \frac{-b \cdot v + F_{pneu}}{M} \\ \frac{dz_3}{dt} = -C_4 \cdot B_1 \cdot z_3 \end{cases} \quad (3)$$

when the force control is used.

We then apply an average dwell time approach to set a minimum switching time between the two laws in our switching algorithm [19] to guarantee that the laws stay active long enough for the whole system to remain stable.

C. Haptic interface control

1) Objectives

One of the objective of the haptic interface is to reproduce the forces encountered when inserting a needle in tissues. According to Okamura *et al.* [8] it is possible to describe the insertion forces as a sum of different contributions :

$$F_{needle} = F_{stiffness} + F_{friction} + F_{cutting} \quad (4)$$

In this decomposition, $F_{stiffness}$ represents the force corresponding to the puncture of a tissue, $F_{friction}$ the force generated by the friction between the tissues and the needle and $F_{cutting}$ the force at the tip of the needle once it has punctured. In our case, the stiffness part is going to be impactful mostly before the needle has punctured the derma, the cutting force depends on the tissue the needle tip is in, and the friction force grows with the distance travelled inside the tissues.

We also wanted to reproduce a distinctive haptic cue corresponding to a contact between the needle and a bone. For that we referred to an article by Kuchenbecker *et al.* [10] which provides different desired force trajectories to cue up whenever a contact is made. Among those trajectories we chose to introduce the decaying sine as it is said to be both relatively simple and identifiable as a solid-solid contact for the user, and said to be quite realistic. The trajectory is the following :

$$F_{contact} = A|v_i n| e^{\ln(0.01)t/d} \sin(2\pi ft), \text{ for } 0 < t \leq d \quad (5)$$

A being a nominal magnitude, d the duration of the trajectory, and f a set frequency. Moreover, once a contact is made between the needle and a bone, the needle cannot slip from the contact point and has to be pulled back. Lastly, once the

needle has started to cut through tissue, we will consider that it remains on a set straight trajectory. This trajectory may be considered as curved in some cases depending on the type of needle used. However in our case, with the pierced tissues being relatively dense and because of the form of the needle tip, the trajectory remains relatively straight.

2) Implementation

The haptic interface is mostly designed to function using a proxy based/virtual mechanism system. In these types of simulation, the user attach a virtual object to the haptic interface. The virtual object will receive the position of the interface and send back forces to the interface through the help of a virtual mechanism (usually a mass, spring, damper mechanism, as show in Fig.3). These forces may be reaction forces when the object touches another object, gravity or viscosity.

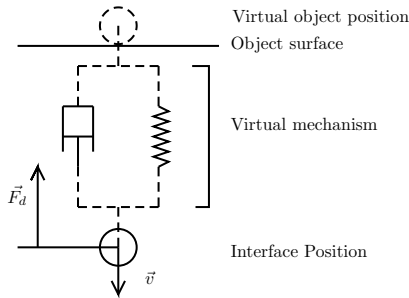


Fig. 3. Example of a proxy and virtual mechanism on a contact situation

This kind of logic is widely used mostly when it comes to touching virtual objects due to the fact that it insures stability of the interface when the stiffness and the damping are well chosen [20], limits vibrations and is quite light in terms of computational needs [9]. Concerning the simulation used to generate the desired forces, we used different 3D elements to generate each part of the needle insertion forces. In that matter the 3D model includes the different physical layers, two vertebrae and a plane to generate the elastic part of the force. Regarding the friction force, it has not been implemented so far, but according to the anaesthetists, it would be a very relevant addition, especially to emulate the needle insertion in the ligamentum flavum.

The simulation provides two different ways to generate the desired force applied by the haptic interface. First the interface is coupled with a 3D virtual object through a mass, spring, damper mechanism. The virtual object might then have forces applied to it. Then there is haptic cues that requires a quick response to be fully efficient ($F_{stiffness}$ or $F_{contact}$). In this second case the force will be applied directly on the haptic interface.

To achieve the cutting force we used nested boxes, as shown in Fig.4, to generate a constant force opposed to the current velocity of the virtual object. The force is created as follows :

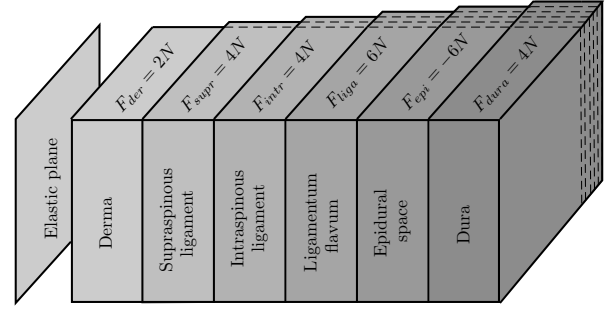


Fig. 4. Diagram of the 3D model used to replicate the intervertebral space with force values of each layer from a standard case

$$\vec{F}_{cutting} = F_{layer} \cdot \frac{\vec{v}}{\|\vec{v}\|}, \text{ if } \|\vec{v}\| > \epsilon, \quad (6)$$

with F_{layer} being the sum of each force from each layer crossed. We used a nested environment instead of stacked spaces to avoid any issues at the interfaces, either by passing in an empty zone or by passing an intersection of two spaces thus creating too high a desired force. Concerning the elastic force, according to Okamura *et al.* [8], it has the following formulation :

$$\vec{F}_{stiffness} = (a_1 \cdot z + a_2 \cdot z^2) \cdot \vec{n}, \quad (7)$$

\vec{n} being the normal to the plane the needle is starting to cross, a_1 and a_2 two positive constants, and z the distance between the object center and its orthogonal projection. This force is computed using the virtual object position but is applied directly to the haptic interface without going through the proxy because we need the feel of a rupture of the capsule when the needle has entered enough.

The contact force is computed as shown in (5) and also applied directly to the haptic interface while using the position and velocity of the coupled virtual object. Concerning the trajectory, we attach the virtual object to a line and let the virtual mechanism generate the forces needed for the user to know he is locked on this line. Finally, we set the hard object to only allow rolling without slipping, which when coupled with the set trajectory let the user know he is stuck on a bone when the virtual object touches it.

II. EXPERIMENTAL SETUP AND FIRST TESTS

A. Objectives

The aim of this first study was to know whether it would be possible to differentiate between an experienced user and a novice.

B. Test settings

First we tried the prototype with trained anaesthetist to make sure the simulation was accurate enough. It allowed us to

make some necessary adjustments to some parameters of the simulation such as the values of the F_{layer} or the resistant force created by the pneumatic cylinder. Once the parameters were settled to what seemed to be an accurate depiction of a real case we proceed to record complete procedures.

We set up three different kinds of patients for the first test sessions. The first patient type was the average patient, which represents an "easy" case, this case then serves as a basis from which we derived the others. In this case, the loss of resistance is really marked, the maximum resistant force remains reasonably high and the derma length is relatively small. Then, there was an overweight patient where the derma length was increased, the loss of resistant much more subtle and we also chose to shrink the length of the epidural space. Moreover the overall resistant forces tend to be slightly lower than those of an average patient, making the detection of the loss of resistance even more difficult. The third and last patient type is a calcified case. In terms of length of derma and epidural space, it goes back to the average patient values but the maximum resistance goes way up in the ligamentum flavum, both on the cylinder and on the haptic interface. The loss of resistance, on the other side, remains relatively abrupt.

The procedure of the test was to, first, quickly present the aim of the epidural anaesthesia and the risks it bears. We then showed an example of the correct way to do the procedure. With this example the aim was mostly to present the right way to handle the syringe. And finally, we let the subject do the procedure himself without recording so he can get an idea of the forces they will have to face. Once this presentation was done, we proceeded to record at least one try on each patient case we implemented.

III. EXPERIMENTAL RESULTS

A. Data analysis

Once a few tests have been recorded, we analysed the data converting each try in a total of 24 variables. In those variables we have the mean and variance of both velocity and acceleration of the haptic interface handle along three axes, the mean and variance of both velocity and acceleration of the cylinder plunger. We also record the number of bone contact, number of needle insertions, insertion angles, proportion of syringe volume used as well as the overshoot which represents the distance travelled in the epidural space. We also developed an indicator based on the amount of syringe emptied relative to the distance travelled by the needle in the back. The formula for this indicator is :

$$\text{Indicator} = \frac{\text{Proportion of syringe emptied}}{d} \tag{8}$$

d being the distance travelled by the haptic interface from the puncture of the derma to the end of the procedure along the elastic plane normal vector. Finally, we record whether the try ended up puncturing the dura or not as a way to describe whether it was a success or a failure.

As a first analysis, we decided to represent the data using a principal component analysis of mixed data which can take into account the various quantitative data as well as success information. Using the coordinates generated by this analysis, we were able to do a clustering analysis to verify whether it was possible to differentiate between a novice user and an experienced one.

B. Results

The results shown in Fig.5 indicate that data recorded during the tests tend to be splittable between the experienced and novice users using a clustering analysis. The red group represents the experienced user and is mostly populated by data from anaesthetists as well as one novice. The other three groups are mostly populated by the novice users tries. Looking at the success rate in each group as well as the number of expert in them, we could assess the level of these students.

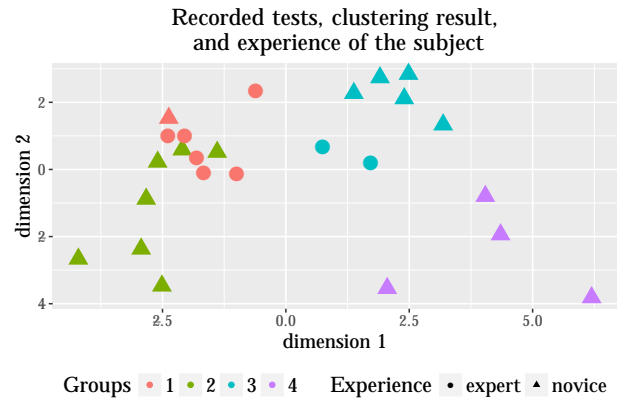


Fig. 5. Clustering made using the data recorded

In the correlation circle in Fig.6, we can see that the indicator (syr.indicator in the graph) that we put together is strongly correlated to the vertical axis, and the insertion velocity is strongly correlated to the horizontal axis in a negative way. Looking at the average location of the experienced group, on the top left of the graph Fig.5, a rough analysis may indicate that the handling and use of the syringe is one of the important part in how to do the gesture properly. Finally the speed of insertion is also quite important, the experienced group being mostly quick in their different tries with a low variance of those parameters.

IV. CONCLUSION, PERSPECTIVE AND FUTURE WORK

The overall results of this first study are quite encouraging and indicate that such a simulator might be realistic enough to provide an efficient training tool in the future. However some points might need more work such as the very distinct feel of cutting through the ligamentum flavum which, according to our experts, feel like friction and cracklings. Moreover,

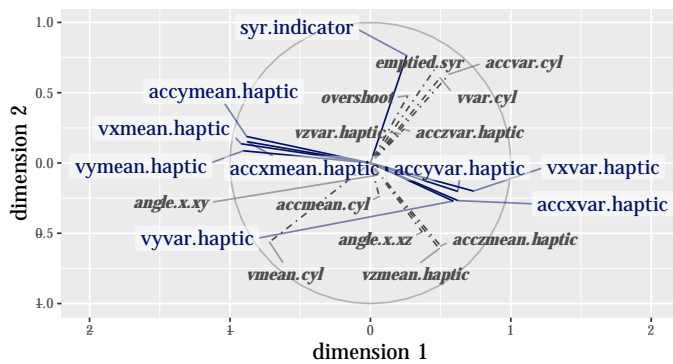


Fig. 6. Correlation circle between the recorded variables and the axis of the performed PCA

according to their feedback, rather than a very high force, the syringe plunger feel like it is locked when the needle is in the ligamentum flavum. These are some of the subjects where the haptic cues might be improved to feel even more realistic.

Finally, in this study we used clustering method to see whether or not we could assess the skill of the user but in the end we would rather like to do an automatic classification of the user once the test is finished. This would require a lot more tests to generate a training set for such an algorithm.

To conclude, we developed a realistic and customisable haptic simulator dedicated to learning the epidural anaesthesia procedure. However whether it is on the haptic side or on the data analysis side, some improvement are expected to bring it closer to the ideal simulator presented by Vaughan *et al.* [2].

RÉFÉRENCES

[1] C. Konrad, G. Schupfer, M. Wietlisbach, and H. Gerber, "Learning Manual Skills in Anesthesiology : Is There a Recommended Number of Cases for Anesthetic Procedures?" *Anesthesia & Analgesia*, vol. 86, no. 3, p. 635, Mar. 1998. [Online]. Available : https://journals.lww.com/anesthesia-analgesia/Abstract/1998/03000/Learning_Manual_Skills_in_Anesthesiology__Is_There.37.aspx

[2] N. Vaughan, V. N. Dubey, M. Y. Wee, and R. Isaacs, "A review of epidural simulators : Where are we today?" *Medical Engineering & Physics*, vol. 35, no. 9, pp. 1235–1250, Sep. 2013. [Online]. Available : <http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S135045331300057X>

[3] J.-C. Granry and M.-C. Moll, "État de l'art (national et international) en matière de pratiques de simulation dans le domaine de la santé," Haute Autorité de la Santé (HAS), Tech. Rep., 2012.

[4] V. Manoharan, D. van Gerwen, J. J. van den Dobbelen, and J. Dankelman, "Design and validation of an epidural needle insertion simulator with haptic feedback for training resident anaesthesiologists," in *Haptics Symposium (HAPTICS), 2012 IEEE*. IEEE, 2012, pp. 341–348.

[5] J. C. Magill, M. F. Byl, M. F. Hinds, W. Agassounon, S. D. Pratt, and P. E. Hess, "A Novel Actuator for Simulation of Epidural Anesthesia and Other Needle Insertion Procedures ;," *Simulation in Healthcare : The Journal of the Society for Simulation in Healthcare*, vol. 5, no. 3, pp. 179–184, Jun. 2010. [Online]. Available : <https://insights.ovid.com/crossref?an=01266021-201006000-00009>

[6] V. Dubey, N. Vaughan, M. Y. K. Wee, and R. Isaacs, "Biomedical Engineering in Epidural Anaesthesia Research," in *Practical Applications in Biomedical Engineering*, A. Andrade, Ed. InTech, Jan. 2013. [Online]. Available : <http://www.intechopen.com/books/practical-applications-in-biomedical-engineering/biomedical-engineering-in-epidural-anaesthesia-research>

[7] D. Thao, A. T. M, and S. M. A, "Development and Evaluation of an Epidural Injection Simulator with Force Feedback for Medical Training," *Studies in Health Technology and Informatics*, pp. 97–102, 2001. [Online]. Available : <http://www.medra.org/servelet/aliasResolver?alias=iospressISSNISBN&issn=0926-9630&volume=81&spage=97>

[8] A. Okamura, C. Simone, and M. O'Leary, "Force Modeling for Needle Insertion Into Soft Tissue," *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. 51, no. 10, pp. 1707–1716, Oct. 2004. [Online]. Available : <http://ieeexplore.ieee.org/document/1337139/>

[9] C. B. Zilles and J. K. Salisbury, "A constraint-based god-object method for haptic display," in *Intelligent Robots and Systems 95.'Human Robot Interaction and Cooperative Robots', Proceedings. 1995 IEEE/RJSJ International Conference on*, vol. 3. IEEE, 1995, pp. 146–151.

[10] K. J. Kuchenbecker, J. Fiene, and G. Niemeyer, "Improving contact realism through event-based haptic feedback," *IEEE transactions on visualization and computer graphics*, vol. 12, no. 2, pp. 219–230, 2006. [Online]. Available : <http://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/1580456/>

[11] "Virtuose™ 6d - HAPTION SA." [Online]. Available : <https://www.haption.com/fr/products-fr/virtuose-6d-fr.html>

[12] "Double-Acting Archives." [Online]. Available : <http://airpot.com/product-category/product-lines/pneumatic-actuation/airpel-anti-stiction-air-cylinders/metric-models/double-acting-metric-models/>

[13] "MPS-064tsnu0 | Magnetic cylinder sensors SICK." [Online]. Available : <https://www.sick.com/ag/en/magnetic-cylinder-sensors/position-sensors/mps-t/mps-064tsnu0/p/p230381>

[14] "Miniature Ratiometric Pressure Transducer | EPRB Series | TE Connectivity." [Online]. Available : <http://www.te.com/usa-en/product-CAT-PTT0007.html>

[15] "Open Dynamics Engine - Browse /ODE/0.13 at SourceForge.net." [Online]. Available : <https://sourceforge.net/projects/opende/files/ODE/0.13/>

[16] F. Abry, X. Brun, S. Sesmat, and E. Bideaux, "Non-linear position control of a pneumatic actuator with closed-loop stiffness and damping tuning," in *European Control Conference (ECC)*, Zürich, Switzerland, 2013, p. 1089. [Online]. Available : <http://www.nt.ntnu.no/users/skoge/prost/proceedings/ecc-2013/data/papers/0463.pdf>

[17] N. Herzig, R. Moreau, T. Redarce, F. Abry, and X. Brun, "Nonlinear position and stiffness Backstepping controller for a two Degrees of Freedom pneumatic robot," *Control Engineering Practice*, vol. 73, pp. 26–39, Apr. 2018. [Online]. Available : <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0967066117302812>

[18] T. Senac, A. Lelevé, and R. Moreau, "Control laws for pneumatic cylinder in order to emulate the Loss Of Resistance principle," in *IFAC 2017 World Congress*, ser. Proc. of the 20th World Congress of the International Federation of Automatic Control. Toulouse, France : IFAC, Jul. 2017. [Online]. Available : <https://hal.archives-ouvertes.fr/hal-01506823>

[19] J. P. Hespanha and A. S. Morse, "Stability of switched systems with average dwell-time," in *Proceedings of the 38th IEEE Conference on Decision and Control (Cat. No.99CH36304)*, vol. 3, 1999, pp. 2655–2660 vol.3.

[20] N. Diolaiti, G. Niemeyer, F. Barbagli, and J. K. Salisbury, "A criterion for the passivity of haptic devices," in *Robotics and Automation, 2005. ICRA 2005. Proceedings of the 2005 IEEE International Conference on*. IEEE, 2005, pp. 2452–2457.

Reliability Markov Chain Generation for Large Scale Systems

Changyi XU

Eric Niel, Emil Dumitrescu

Date effective de début du travail : 06/01/2016

Financement de la rémunération du doctorant : China Scholarship Council (CSC)

Abstract—Automata Theory is applied to the Model Based Safety Assessment (MBSA) to synthesize a global reliability model, mainly achieved by the composition operation of the local component models to form Global Faulty Automata (GFA). Association between the automaton system perform state and the Boolean value state properties is created to express state identification in a formal mathematical form. Reliability Block Diagram or Fault tree Analysis for system architecture resulting the system failure logic formula will identify specific Total breakdown States (TBS). The operation requirement of the system is respected by several formal specification automata within the Automata Theory. The final system operation requirement respected Global Reliability Automaton (GRA) is issued by the synchronize operation of GFA and specification automata then further by TBS absorbing operation. The main contributions of this research are relevant to automata translation, operation requirement expression, TBS identification and TBS treatment.

I. INTRODUCTION

Model Based Safety Assessment (MBSA) is safe-design guarantee for engineering projects[1][2], which requires professional skills for engineers. Linked to Model Based System Engineering (MBSE) for which developments are objects of interconnected models MBSA considers various criteria conform to operating capacity and causality[3].

Through the large scale system architecture the local components connection is complexly distributed and the analysis is achieved by dividing the connection into several groups of basic series and parallel safety structures. The complex distribution of component connection leading that even one local component

perform changment is able to influence the global behavior directly, this contributes the difficulty of Global Reliability Model for large scale system establishment[4].

Our research proposal aims to produce a formal as well as automatic oversimplified approach coherent to MBSA with application to Markov chain reliability model generation. Several Boolean Value semantics are connected by conjunction and disjunction logic symbols to form the Boolean Value fault logic expression formula and this formula is the analysis result of the capacity and complexity of the faulty system by Reliability Block Diagram (RBD)[5] and Fault tree Analysis (FtA)[6].

Local behavior component Markov chain models present are consisted of operating state, failure state, repair transform, failure transform, etc. For the purpose of composition and satisfying deterministic requirement for dependability analysis, Event driven local automata are translated by these Markov chains[8]. A set of Boolean Value state properties is established consistent with the local component behaviors and a formal associate function is established for the automata states and these properties[9].

As GFA is achieved as the automata composition combining faulty behavior, the Boolean Value state properties from the local states are also generated by the conjunction logic to form the global state properties, which is not only a expression of the state characteristic but also the state identification labels[8].

We define if the Boolean Value property of one state in GFA is a sufficient condition of the failure logic expression formula, which is to say this state satisfies

the system total failure condition, being one of TBS, whose identification can be operated by BDDs(Reduced Ordered Binary Decision Diagram)[10].

Based on the context of operation requirements, the event trajectory specifications (ETS) is established respecting the failure event sequence and then the requirements are excited[8].

A new blocking operation application of tool Supremica is applied to TBS treatment by absorbing TBS[12].After synchronizing GFA and ETS, GRA respecting the system operation requirement is established by the TBS identification and TBS treatment. The global reliability Markov chain model is by a further translation issued from GRA and mean time indicators could be then prosecuted[1].

II. SEARCH IMPLEMENTATION

A. Local event driven automata transformation

Normally, the Continuous Time Markov chain transitions is represented by an evolution rate in fig1 left. Because the Markov chain can also be expressed as a sequence of unique events according to Arden's lemma, the transition labelled by happening rate and unique event is shown in fig 1 middle: $\lambda f1$ is presented by failure behavior event $f1$ with a failure rate λ ; $\mu r1$ is presented by repair behavior event $r1$ with a repair rate μ [7].

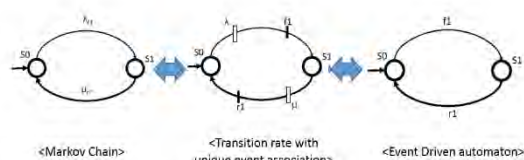


Fig.1. Event Driven Automaton transform

Taken only component behavior into consideration, event is established to explain the state evolutions resulting event driven automaton like fig 1 right side. The work function of event driven automaton denoted by δ and it is explained : $\delta(S0,f1)=S1$, $\delta(S1,r1)=S0$.

B. Local faulty behavior component model establishment

As it has been proofed that the local faulty behavior component is able be modeled by a event driven automaton, which there exists a transform between markov chain and event driven automaton.

This part we introduce a formal event driven automaton improved by the association of state and the Boolean value state property.

$$G = (Q; E; \delta; q0; qm; AP; L) \quad (1)$$

$Q, E, \delta, q0, qm$ reminded to be the same as normally defined: state set, transition set, work function, initial state and marked state. New conceptions are as follow:

AP is the set of Boolean value state property;

$L: Q \rightarrow AP$ is the associate function corresponding with state and Boolean value state property;

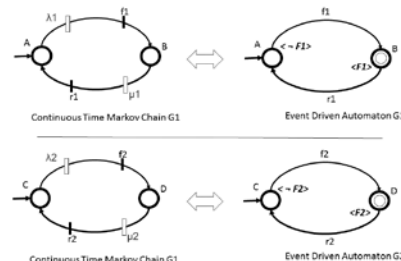


Fig.2. Event Driven Automaton transform

Boolean value symbol $\langle F \rangle$ can be created to associate with this state, and if there is a need to explain one other state with the opposite characteristic of failure (not failure or working well), the negation $\langle \neg F1 \rangle$ is used. Furthermore, the combination of different Boolean value state properties with disjunction logic operation (symbol: \vee) and conjunction logic operation (symbol: \wedge) has the function to express more complex component performs.

Shown in fig2, the local component definition is :

Component G1:

$$G1 = (Q1; E1; \delta1; q01; qm1; AP1; L1)$$

where,

$Q1 = \{A, B\}$, A is working state, B is break state;
 $E1 = \{f1, r1\}$, f1 is failure event, r1 is repair event;
 $\delta1$ is work function;

$$q01 = \{A\};$$

$$qm1 = \{B\};$$

$AP1 = \{F1\}$, F1 denotes the Boolean value state property of "component G1 system failure";

L1 is the associate function and $L1(A) = \langle \neg F1 \rangle$, $L1(B) = \langle F1 \rangle$;

Component G2:

$$G2 = (Q2; E2; \delta2; q02; qm2; AP2; L2)$$

where,

$Q2 = \{C, D\}$, C is working state, D is break state;
 $E2 = \{f2, r2\}$, f2 is failure event, r2 is repair event;
 $\delta2$ is work function;

$$q02 = \{C\};$$

$$qm2 = \{D\};$$

$AP2 = \{F2\}$, F2 denotes the Boolean value state property of "component G2 system failure";

L2 is the associate function and $L2(C) = \langle \neg F2 \rangle$, $L2(D) = \langle F2 \rangle$;

C. Local model generation to form Global model

Model generation is issued by the local automata composition operation included in discrete event system theory to form a global automaton[8][11]. Composition operation is in fact the Cartesian product, assume two automata for our components and the Boolean Value state property are also generated via this composition.

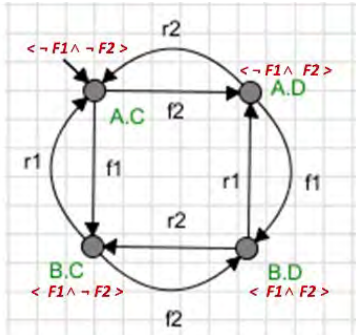


Fig. 3. Automata composition

Fig 3 is the composition result of G1 and G2 shown in fig2, the equation of this composition is :

$$G3 = G1 // G2$$

$$= Ac(Q1 \times Q2; E1 \cup E2; \delta_3; q0_1 \times q0_2; qm_1 \times qm_2; AP1 \cup AP2; L1 \times L2) \quad (2)$$

we use symbol ‘//’ to denote the automata composition and symbol ‘ \times ’ to denote the Cartesian product[8][11]:

The global Boolean value state property set:

$$AP3 = AP1 \times AP2$$

Means the union of two local Boolean value state property set, as $AP1 = \{F1\}$ and $AP2 = \{F2\}$, then:

$$AP1 \cup AP2 = \{F1, F2\}$$

The associate function in the global automata $G1 // G2$ is in fact the Cartesian product result from the two associate function elements, but what needs to be emphasized is the global Boolean value state property is represented by the connection of two local Boolean value state property, connected by conjunction ‘and’ logic (symbol: \wedge).

As $L1: Q1 \rightarrow AP1$ and $L2: Q2 \rightarrow AP2$, then $L3$ is:

$$L3 = L1 \times L2: Q1 \times Q2 \rightarrow AP1 \times AP1$$

$L3$ represented by the logic conjunction operation is:

$$L3(x,y) = L1(x) \wedge L2(y)$$

where,

$$x \in Q1; y \in Q2; (x,y) \in Q1 \times Q2 = Q3$$

D. System failure logic expression formula obtaining

System architecture is able to be analyzed with the help of system dependability analysis technologies, for example RBD and FtA. This will result the System Failure Logic Expression Formula which provides the

system Boolean Value failure property in logic connection form.

System Failure Logic Expression Formula is expressed as the form that a set of Boolean Value failure property connected with the symbol ‘ \vee ’ (logic connection “or”) and with the symbol ‘ \wedge ’ (logic connection “and”), showing how the local components breakdown contribute to the globally total breakdown according to system architecture.

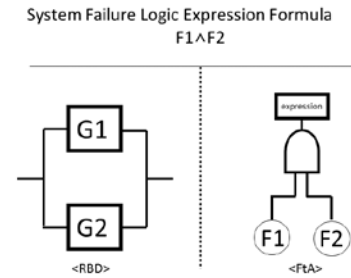


Fig.4. System Analysis

A hot redundancy working system of G1 and G2 is analyzed in fig 4. F1 and F2 are denoted as Boolean Value failure property of two local components, the parallel safe structure in RBD translated in FtA there is an ‘and’ gate connected F1 and F2. Based on the calculation principle of FtA: ‘and’ gate result in a conjunction ‘ \wedge ’ of the Boolean Value properties; ‘or’ gate results in a disjunction ‘ \vee ’ of the Boolean Value properties, the System Failure Logic Expression Formula is expressed:

$$\Psi = F1 \wedge F2$$

E. TBS identification judgment

Identification judgment method detail is issued by the compare of the Boolean value state property of each state in GFA with System Failure Logic Expression Formula, the states whose significance satisfies the total breakdown condition will result that its Boolean value state property is a sufficient condition of System Failure Logic Expression Formula and this state is operated to be extracted from the global state set into a TBS state set.

Given a automaton $G = (Q; E; \delta; q0; qm; AP; L)$

The Boolean value state property of one state satisfying the System Failure Logic Expression Ψ contributes to the TBS state set QTBS.

$$QTBS = \{x | x \in Q, L(x) \models \Psi\} \quad (3)$$

According to equation (3), the treatment operated on all the states in $G3$, and then the conclusion is:

$$Q3TBS = \{ (B,D) \}$$

F. Operation Requirement Expression

For the problem that requirement context various as different cases various, it is not possible to establish all the ETS in the world, but a formal work function of ETS respecting a sequence events happening can be established. Two cases are used to explore our approach.

“One important component has the priority to be first repaired”.

Assume that our faulty component G1 and G2, component G1 should be first repaired whenever G1 breaks down, so this requirement context should be established in ETS by a sequence of failure event (denoted by SFE) happening:

$$SFE1 = " f1 "$$

Based on SFE1 the work function $\delta SP1$ is defined:

Evolution function:

$$\delta SP1 (S0, f1) = S1$$

$$\delta SP1 (S1, r1) = S0$$

Self-loop function:

$$\delta SP1 (S0, ESP1 \setminus f1) = S0$$

$$\delta SP1 (S1, ESP1 \setminus r2) = S1$$

here, ‘\’ denotes for complement set operation.

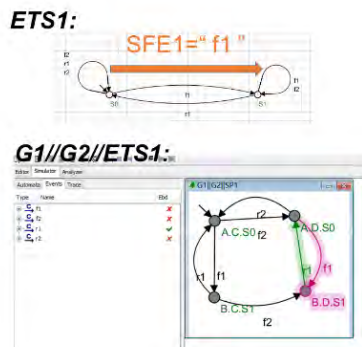


Fig.5. specification ETS1

FIFO: Assume that our faulty component G1 and G2, G1 first breaks down and then following G2 breaks down, G1 is of priority to repair. So this requirement context should be established in ETS by a sequence of failure event (denoted by SFE) happening :

$$SFE2 = " f1 f2 "$$

This means that f1 happens and then f2 happens, the operation requirement is excited to be effective.

Given the definition $ETS2 = (QSP2; ESP2; \delta SP2; q0SP2; qmSP2)$

$$QSP2 = \{S0, S1, S2\};$$

$$ESP1 = E1 \cup E2 = \{f1, f2, r1, r2\};$$

$$q0SP2 = S0;$$

$$qmSP2 = S2;$$

Then based on SFE2 the work function $\delta SP2$ is defined:

Evolution function:

$$\delta SP2 (S0, f1) = S1$$

$$\delta SP2 (S1, r1) = S0$$

$$\delta SP2 (S1, f2) = S2$$

$$\delta SP2 (S2, r1) = S0$$

Self-loop function:

$$\delta SP2 (S0, ESP2 \setminus f1) = S0$$

$$\delta SP2 (S1, ESP1 \setminus r1 \setminus f2) = S1$$

$$\delta SP2 (S2, ESP1 \setminus r1 \setminus r2) = S2$$

here, ‘\’ denotes for complement set operation.

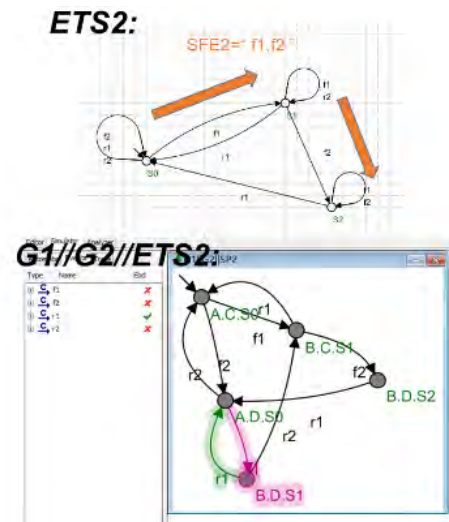


Fig.6. specification ETS2

G. GFA establishment

The establishment principle of a reliability model is to convert break down state as an absorbing state thus the TBS treatment lies in the GRA establishment by converting TBS output transitions deleted, operated on GFA. Thanks to a new application of automata tool Supremica, after TBS is identified, the TBS treatment is implemented automatically and formally.

Assume that the FIFO operation requirement: “G1 first breaks down and then following G2 breaks down, G1 is of priority to repair” is respected, so ETS2 shown in figure 8 is used for the final GRA establishment.

According to equation (3), with the hot redundancy working form system architecture, the TBS set is

$$Q3TBS = \{ (B,D,S1) (B,D,S2) \}$$

Absorbing operation TBS treatment applied to QTBS, the result is represented in figure 9. The further work is to transform this result back to Markov chain model, with the help of event and rate association relationship in ‘Markov chains and Event Driven Automata

Transformation' part, regardless of the event and focus on the transition rate to establish Global Markov chain, thus the model will help to the system assessment time indicator calculation with a application in the MBSA field.

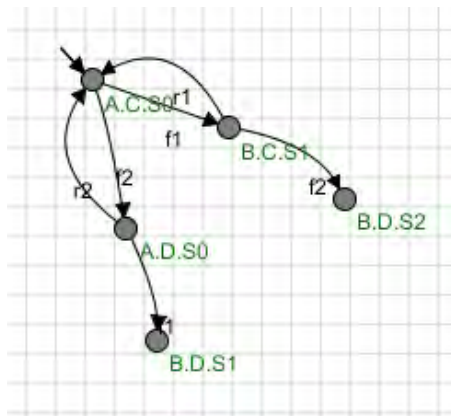


Fig.7. GRA establishment

III. CONCLUSION

The related contributions belongs to MBSA by combining requirement and faulty structures. The major steps are local behavior model, requirement expression, TBS identification and TBS absorbing. They all satisfy the incompatibility properties for dependability analysis. By the help of system assessment tools, such as GRIF, the mean time indicators assessment is possible. Furthermore, all models can be simulated and are able to validate the design steps.

REFERENCES

- [1]NIEL, Eric et CRAVE, Etienne. Maitrise des risques et surete de fonctionnement des systemes de production. Productique: information,commande, communication. Lavoisier, 2002.
- [2]JOSHI, Anjali, HEIMDAHL, Mats PE, MILLER, Steven P., et al.Model-based safety analysis. 2006.
- [3]WYMORE, A. Wayne. Model-based systems engineering. CRC press, 1993.
- [4]FORD JR, Lester R. Network flow theory. RAND CORP SANTA MONICA CA, 1956.
- [5]ČEPIN, Marko. Reliability block diagram. In: Assessment of Power System Reliability. Springer, London, 2011. p. 119-123.
- [6]ERICSON, Clifton A. Fault tree analysis. In: System Safety Conference, Orlando, Florida. 1999. p. 1-9.
- [7]IONESCU, Dorina-Romina. Evaluation quantitative de séquences d'événements en sûreté de fonctionnement à l'aide de la théorie des langages probabilistes. 2016. Thèse de doctorat. Université de Lorraine (Nancy).
- [8]CASSANDRAS, Christos G. et LAFORTUNE, Stephane. Introduction to discrete event systems. Springer Science & Business Media, 2009.
- [9] BAIER, Christel et KATOEN, Joost-Pieter. Principles of model checking. MIT press, 2008.
- [10]WEAVER, Sean, FRANCO, John, et SCHLIPF, John. Extending existential quantification in conjunctions of BDDs. Journal on Satisfiability, Boolean Modeling and Computation, 2006, vol. 1, p. 89-110.
- [11]EILENBERG, Samuel. Automata, languages, and machines. Academic press, 1974.
- [12]FABIAN, Martin, FLORDAL, Hugo, et al. Supremica--An integrated environment for verification, synthesis and simulation of discrete event systems. 2016.

Modélisation de dispositifs électrotechniques avec des modèles de matériaux adaptés pour les hautes fréquences/températures

Maria Roberta LONGHITANO

Laurent Krähenbühl, Fabien Sixdenier, Riccardo Scorretti, Christophe Geuzaine (Université de Liège)

Date effective de début du travail : 02/11/2016

Financement de la rémunération du doctorant : contrat doctoral

Résumé—Cette thèse porte sur la modélisation 3D des dispositifs du génie électrique, avec une attention particulière pour les modèles de matériaux magnétiques. En effet, les systèmes électromagnétiques travaillent à des fréquences de plus en plus élevées et/ou avec des signaux riches en harmoniques. Dans certains contextes, ces composants et les matériaux les constituant doivent en plus travailler dans des conditions sévères (par exemple haute température et haute tension). Dans le but d'intégrer ces effets dans une démarche de modélisation 3D, des modèles « fins » de matériaux doivent être élaborés et implantés dans des logiciels de simulation/conception (ONELAB : Gmsh/GetDP). Ce rapport met en avant les résultats obtenus sur le modèle d'hystérésis Energy-Based (EB) qui est relativement nouveau. Les résultats des simulations sont comparés aux mesures et réalisées sur un noyau torique. Certains résultats sont également comparés à un modèle de référence. La prise en compte de la température est abordée dans le modèle EB.

Abstract—This thesis focuses on devices 3D modeling and in particular by using complex constitutive laws to represent magnetic material used in electrical engineering. Electrical devices work with increasingly with high frequencies and/or with signals with a lot of harmonics. In certain applications, these devices and the materials from which they are made have to work with sever constraints (high temperature, high voltage). In order to integrate these effects into a 3D modeling approach, "accurate" models of materials have to be elaborated and implemented into simulation/design software (ONELAB: Gmsh/GetDP). This report highlights the results obtained on the prediction of the most recent Energy-based (EB) vector hysteresis model. Simulation results are compared to measurements, carried out on a toroidal core. Finally, the inclusion of temperature in the EB model is approached.

I. INTRODUCTION

L'objectif de la thèse est le développement et l'intégration dans un code Éléments Finis des modèles de matériaux permettant la modélisation d'applications en électrotechnique ou en électronique de puissance. Il est nécessaire d'intégrer dans une démarche de modélisation 3D des modèles « fins » des matériaux constituant les composants de demain du génie électrique, pour lesquels les modèles existants restent incomplets ou inadaptés. Les nouvelles applications

nécessiteront une compréhension plus approfondie, de la part des concepteurs, des effets de la température sur les propriétés magnétiques des matériaux et une identification détaillée des pertes magnétiques.

Cette thèse s'inscrit dans un projet de recherche réalisé conjointement entre la France et la Belgique, le laboratoire Ampère en partenariat avec l'ACE (Applied and Computational Electromagnetics) de l'institut Montefiore (Université de Liège). Au vu des compétences respectives des deux groupes, toutes les mesures seront réalisées à Lyon, tandis que les aspects plus spécifiquement numériques seront majoritairement traités à Liège. L'équipe belge a développé la plateforme logicielle ONELAB (Gmsh/GetDP). Ces logiciels permettent de créer des géométries, les mailler, définir les formulations, résoudre le problème et exploiter les résultats. L'une des ses particularités est que les problèmes doivent être formalisés de manière rigoureuse : on est obligé de définir toutes les caractéristiques des formulations (espaces fonctionnels, ordre d'approximation, contraintes), mais il est totalement open source.

Notre travail est organisé de la manière suivante : après une brève description du modèle énergétique (EB) et de la méthode d'identification, nous allons présenter les résultats concernant l'identification des paramètres et la prédiction des courbes hystérétiques. Nous considérerons le comportement du modèle aussi dans le cas de signaux complexes. Enfin, la prise en compte de la température sera abordée.

II. MATÉRIAUX ET MÉTHODES

La mesure du cycle d'hystérésis $b(h)$ fournit la majorité des informations relatives au comportement magnétique d'un matériau ferromagnétique. L'étude des modèles de matériaux a été abordée par des modèles statiques. Parmi les modèles existants, on s'est concentré sur deux d'entre eux (Table I) : le modèle classique de Jiles-Atherton (JA) et le modèle énergétique (EB). Dans la suite on va introduire le modèle EB.

TABLE I: Confrontation des modèles

Modèle JA	Modèle EB
basé sur une approche physique	basé sur une interprétation énergétique
(-) scalaire à la base	(+) naturellement vectoriel
(-) nombre de paramètres limité	(+) nombre de paramètres n'est pas limité
(-) précision limitée	(+) précision améliorée

A. Modèles d'hystérésis énergétique

Le modèle EB¹ [1], [2], inspiré par [3], est un modèle intrinsèquement vectoriel. Le nombre de paramètres à identifier varie selon la précision souhaitée. Le modèle se fonde sur une interprétation énergétique consistante dans laquelle l'énergie magnétique stockée et l'énergie dissipée sont connues à tout instant. Le champ magnétique appliqué \mathbf{h} est décomposé en une partie réversible \mathbf{h}_r et une irréversible \mathbf{h}_{irr} , tel que $\mathbf{h} = \mathbf{h}_r + \mathbf{h}_{irr}$. On modélise le comportement d'un matériau avec hystérésis par un ensemble de N cellules (Fig. 1), chacune desquelles est équivalente à un système composé d'un ressort en parallèle avec un amortisseur (Fig. 2). Le paramètre d'entrée du modèle est le champ magnétique \mathbf{h} .

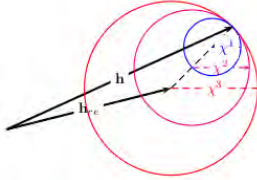


FIGURE 1: Représentation graphique du modèle EB pour $N = 3$ cellules.

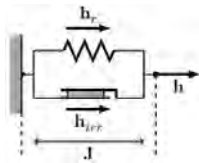


FIGURE 2: Analogie mécanique pour une seule cellule.

La composante réversible du champ est calculée comme :

$$\mathbf{h}_r^k = \sum_{k=1}^N \omega_k \mathbf{h}_r^k \quad (1)$$

où l'état de chaque cellule est représenté par les termes \mathbf{h}_r^k , et les coefficients ω_k font partie des paramètres du modèle (k : nombre de cellule). L'état de chaque cellule est mis à jour en

¹ Ce modèle est appelé aussi « Vector Play Model » (VPM) ou encore « Vectorial Incremental Nonconservative Consistent Hysteresis » (VINCH) Model

fonction du champ magnétique \mathbf{h} et de la valeur actuelle de l'état \mathbf{h}_{r0}^k :

$$\mathbf{h}_r^k = \begin{cases} \mathbf{h}_{r0}^k & \text{si } \|\mathbf{h} - \mathbf{h}_{r0}^k\| < \chi^k \\ \mathbf{h} - \chi^k \cdot \frac{\mathbf{h} - \mathbf{h}_{r0}^k}{\|\mathbf{h} - \mathbf{h}_{r0}^k\|} & \text{autrement} \end{cases} \quad (2)$$

où pour chaque cellule χ^k est un paramètre lié au champ coercitif. Ainsi, chacune des N cellules est caractérisée par un couple (ω_k, χ^k) . L'ensemble des paramètres doivent vérifier les contraintes suivantes :

$$\omega_k \geq 0 \quad ; \quad \sum_{k=1}^N \omega_k = 1 \quad (3)$$

$$\chi^1 = 0 \quad ; \quad \chi^k \leq \chi^{k+1} \quad (4)$$

L'aimantation M est calculée comme fonction de \mathbf{h}_r :

$$\mathbf{M} = M_{an}(\|\mathbf{h}_r\|) \cdot \frac{\mathbf{h}_r}{(\|\mathbf{h}_r\|)} \quad (5)$$

où $M_{an}(\|\mathbf{h}_r\|)$ est la courbe anhystérique, qui représente l'aimantation en fonction du champ, tel qu'elle serait si les transformations dans le matériau étaient réversibles (sans perte). Enfin, l'induction magnétique est ainsi calculée :

$$\mathbf{b} = \mu_0 \cdot (\mathbf{M} + \mathbf{h}) \quad (6)$$

Les paramètres à identifier sont donc la distribution pondérée des (ω, χ) .

B. Dispositif expérimental

Le banc expérimental (Fig.3) pour la caractérisation est constitué par un noyau torique de ferrite doux MnZn (3C90, Ferroxcube), avec un enroulement primaire ($N_1 = 60$ spires) et secondaire ($N_2 = 39$ spires) (Fig.4). On utilise la méthode de l'hystérésigraphe pour obtenir les cycles $b(h)$ ($f = 50$ Hz). Pour mesurer les cycles d'hystérésis en fonction de la température, une enceinte thermique est utilisée.

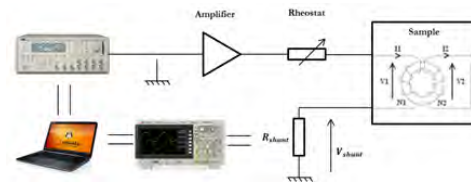


FIGURE 3: Schéma de principe de la mesure du cycle $b(h)$.

Les équations (7) et (8) permettent d'obtenir les grandeurs magnétiques à partir des mesures électriques.

$$h(t) = \frac{N_1 \cdot V_{shunt}(t)}{R_{shunt} \cdot l_m} \quad (7)$$

$$b(t) = \frac{1}{N_2 \cdot S} \int V_2(t) \cdot dt \quad (8)$$

$R_{shunt} = 2 \Omega$, $R_{serie} = 176 \Omega$, l_m est la longueur moyenne et S la section droite de l'échantillon torique à caractériser.



FIGURE 4: Noyau torique bobiné en ferrite.

C. Identification des paramètres

On détermine les paramètres ω_k et χ^k à partir des mesures. L'identification peut se faire en champ unidirectionnel h . La stratégie d'identification des paramètres pour le modèle EB est basée sur la courbe expérimentale $h_c(h_p)$, à partir de points expérimentaux relevés sur des cycles à différentes amplitudes. h_c est le champ coercitif relevé sur un cycle dont l'amplitude du champ appliqué est h_p . À partir de $h_c(h_p)$, on identifie une fonction $F(h)$, car celle-ci contient toutes les informations nécessaires pour identifier les distributions ω et χ [4]. On démarre avec un point $h > h_{p_{seuil}}$, de cette manière, $F(h) = h - h_{c_{max}}$. Les points suivants sont ainsi calculés :

$$h^n = \frac{h^{n-1} + h_c(h^{n-1})}{2} \quad (9)$$

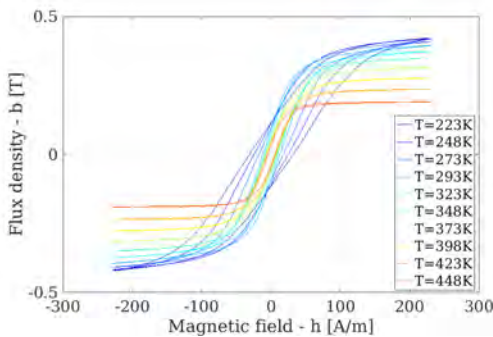
$$F(h^n) = \begin{cases} h^n - h_{c_{max}} & \text{si } h^n > h_{p_{seuil}} \\ \frac{F(h^{n-1})}{2} & \text{sinon} \end{cases} \quad (10)$$

Une fois F construite, on peut la dériver numériquement deux fois par rapport à h . La dérivée seconde de F représente la distribution continue des poids ω en fonction du niveau de champ de « accrochage » (pinning field) χ .

III. RÉSULTATS

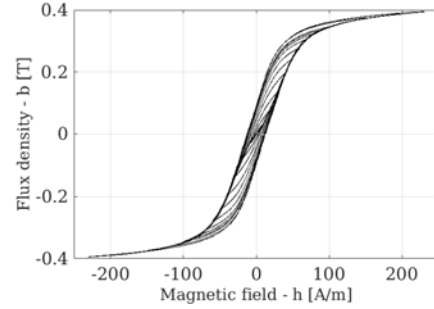
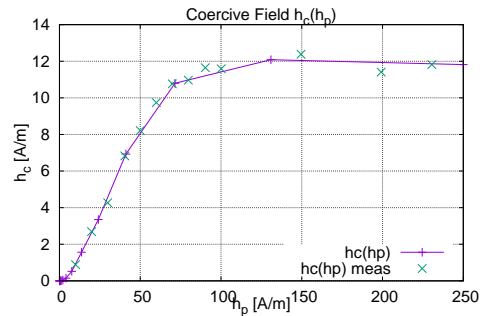
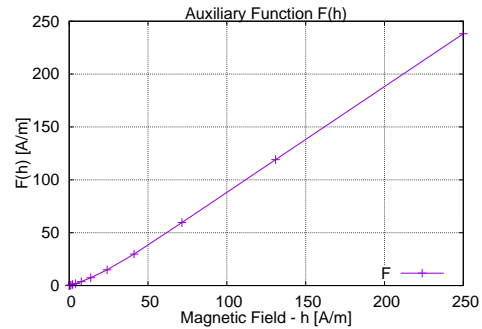
A. Mesures expérimentales

La figure 5 montre les cycles d'hystérésis mesurés à l'aide du dispositif expérimental. Nous avons conduit des mesures à amplitude h_p constante, en variant la température (de 223 K à 448 K) (Fig. 5).


 FIGURE 5: Cycles d'hystérésis mesurés à $h_p = 230$ A/m à différentes températures.

B. Identification des paramètres

1) *Discretisation de $\omega(\chi)$* : à partir des courbes expérimentales mesurées à différentes amplitudes de champ magnétique à $T = 293$ K constante (Fig. 6), on construit la courbe $h_c(h_p)$ (Fig. 7). Sur la base de cette courbe, on identifie la fonction F (Fig. 8). Une fois construite $F(h)$,


 FIGURE 6: Cycles d'hystérésis mesurés à différents h_p à température constante ($T = 293$ K).

 FIGURE 7: Courbe $h_c(h_p)$.

 FIGURE 8: Fonction $F(h)$.

il faut la dériver numériquement deux fois pour obtenir

la distribution continue $\omega(\chi)$. Cette dernière est ensuite discrétisée pour trouver les valeurs discrètes des paramètres (ω_k, χ^k) selon le nombre de cellules choisi. (Fig. 9). On obtient ainsi différents paramètres (ω_k, χ^k) . Ensuite on

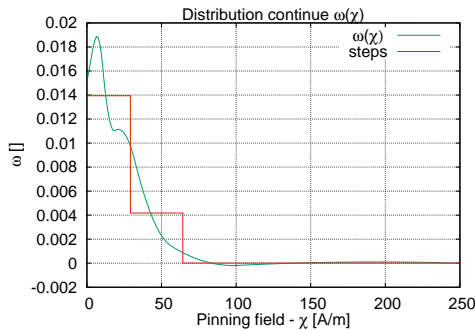


FIGURE 9: Distribution $\omega(\chi)$ et discrétisation en $N = 4$ cellules.

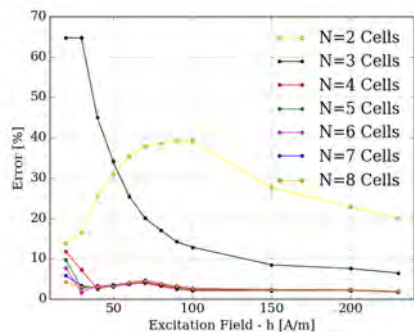


FIGURE 10: Erreur en % entre l'induction simulée et mesurée, en variant le nombre de cellules N .

évalue l'erreur (Normalized Root Mean Square Error) entre l'induction simulée et mesurée, en variant le nombre de cellules N (Fig. 10). À partir de 4 cellules les erreurs sont assez basses, donc on choisit de représenter le modèle EB avec $N = 4$.

2) *Distribution $\omega(\chi)$ à différentes températures*: on fait la même chose sur les cycles mesurés en variant la température. Dans la figure 11, on peut observer que les distributions continues $\omega(\chi)$ changent avec la température.

C. Comparaison des cycles mesurés et simulés

1) *Cycles ($T=293$ K) à différentes amplitudes*: dans la suite on compare la prédiction des cycles simulés par le modèle de référence JA et le modèle EB, en évaluant l'erreur entre induction simulée et mesurée (Fig. 13). Dans la figure 12 on peut voir que le modèle JA donne des cycles assez bons pour

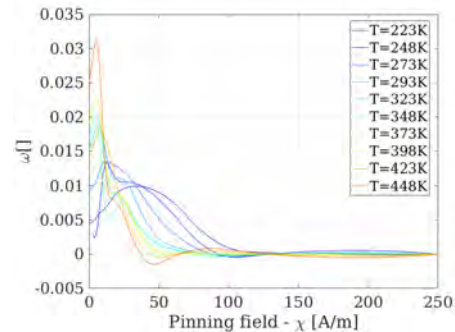


FIGURE 11: Cycles d'hystérésis mesurés à $h_p = 230$ A/m à différentes températures.

les cycles à forte amplitude. Par contre, à faible amplitude les cycles simulés sont assez éloignés des mesures. Cependant, le modèle EB montre un comportement très satisfaisant sur tout le spectre d'amplitudes. De cette analyse, on peut conclure que le modèle JA présente des limitations : il ne prédit pas avec précision toute la gamme d'amplitudes mesurées. Pour cette raison, dans la suite on va se focaliser sur le modèle EB, qui a démontré une bonne capacité dans la prédiction des cycles soit à forte soit à faible amplitude.

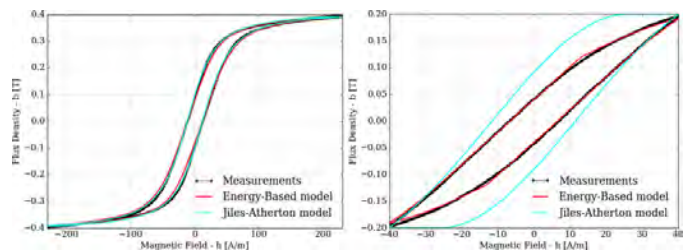


FIGURE 12: Cycles d'hystérésis mesuré et simulés par les modèles JA et EB pour $h_{max} = 230$ A/m et $h_{max} = 40$ A/m.

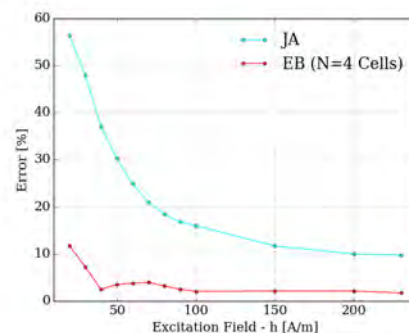


FIGURE 13: Erreur en % entre l'induction mesurée et simulée par les modèles JA et EB.

2) *Harmoniques à température constante*: on reprend le même schéma (Fig.3), mais on impose une tension V_{in} :

$$V_{in} = V_p \cdot (\sin(\omega t) + \sin(3\omega t)) \quad (11)$$

On compare les cycles mesurés et simulés par le modèle EB pour différentes tensions V_p (Fig.14) et on évalue l'erreur en fonction de la tension V_p imposée (Fig. 15). Le modèle

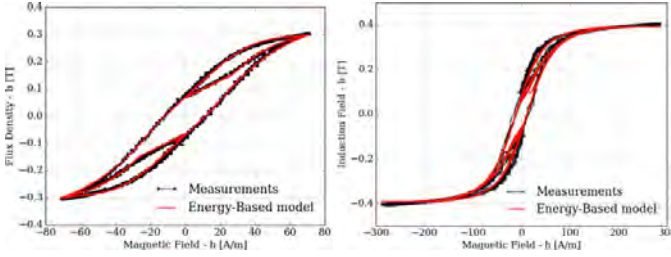


FIGURE 14: Cycles d'hystérésis mesuré et simulé par le modèle EB pour $V_p = 2$ V et $V_p = 6$ V.

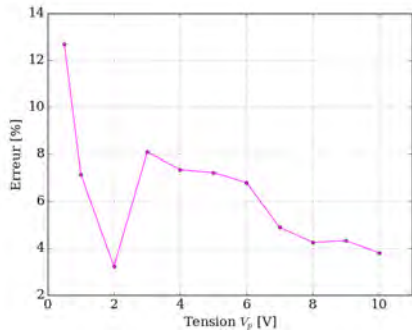


FIGURE 15: Erreur en % entre l'induction simulée et mesurée en fonction de la tension V_p .

donne des cycles très bons, en accord avec les mesures. Il a notamment la faculté de très bien modéliser les petits cycles de recul. Donc à partir de mesures sans harmoniques, on identifie des paramètres. À l'aide de ceux-ci, on arrive à simuler précisément des cycles obtenus avec des signaux plus compliqués.

3) *Cycles d'hystérésis à différentes températures*: la figure 16 montre les courbes expérimentales et simulées pour 223 K et 448 K respectivement. Dans la figure 17 on peut observer l'erreur en variant le nombre de cellules N , pour chaque température. Comme précédemment, si $N > 3$ l'erreur diminue fortement. Ces résultats confirment que la méthode d'identification des paramètres du modèle EB est robuste et efficace.

IV. DISCUSSION

A. Extension du modèle EB à la température

Dans la suite, on considère $N = 3$ cellules pour représenter le modèle EB. On suppose que la variation du produit entre

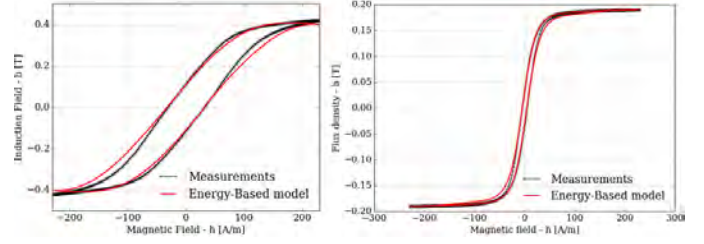


FIGURE 16: Cycles mesurés et simulés pour $T = 223$ K et $T = 448$ K.

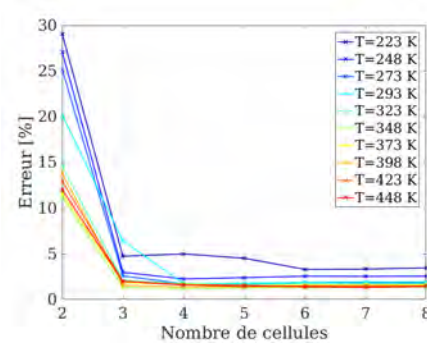


FIGURE 17: Erreur en % entre l'induction simulée et mesurée, en fonction du nombre de cellules N , pour chaque T .

$\omega_k(T)$ et $\chi^k(T)$ avec la température est la même que le champ coercitif $h_c(T)$, où $T_0 = 223$ K est la température de référence (eq. 12). Dans la figure 18 on peut observer la même allure de $h_c(T)$ et le produit de (ω_2, χ^2) pour la deuxième cellule, en fonction de la température. La première cellule n'est pas représentée, car on a respecté la contrainte du modèle $\chi^1 = 0$ (eq. 4). La troisième cellule montre d'abord le même comportement pour des températures plus basses, mais des oscillations apparaissent avec l'augmentation de la température. D'ailleurs, la précision des courbes $h_c(h_p)$ diminue quand la température augmente, donc aussi la précision de l'identification diminue. De plus, plus le nombre de cellules augmente, plus leur poids devient négligeable. Donc la présence de bruit sur l'identification de la dernière cellule a que peu de signification sur l'allure des cycles simulés.

$$\frac{\omega_k(T) \cdot \chi^k(T)}{\omega_k(T_0) \cdot \chi^k(T_0)} = \frac{h_c(T)}{h_c(T_0)} \quad (12)$$

B. Relation entre $\omega(\chi)$ et microstructure

Les résultats de l'identification pourraient montrer une corrélation entre la microstructure des matériaux (taille de grains, homogénéité, défauts...) et la distribution $\omega(\chi)$ [4]. Pour aller plus loin, on teste la méthode d'identification sur des matériaux de nature très différente (ferrite MnZn, Phytorm260

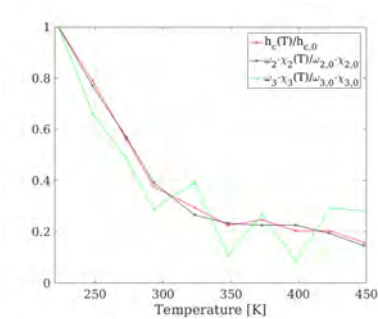


FIGURE 18: Représentation de la loi de variation des paramètres avec la température.

($Ni_{50}Cr_9Fe_{bal}$) et FeSi grains orientés) pour voir si les résultats précédents et les analyses sont généralisables. Les distributions continues des paramètres $\omega(\chi)$ peuvent renseigner sur la microstructure d'un matériau, notamment sur la taille des grains. La figure 19 montre les différentes courbes obtenues. Une taille des grains élevée comporte un champ coercitif faible, se traduit sur les courbes $\omega(\chi)$ par un déplacement du pic vers les faibles valeurs de champ d'« accrochage » χ . On observe les trois matériaux au MEB (Microscope Électronique à Balayage) (Fig.20) et à travers une méthode spécifique (*intercept method*), on mesure la taille des grains. Pour le ferrite, on obtient un diamètre moyen $d = 10 \mu m$. Cette valeur est en accord avec le range de valeurs dans la littérature [5].

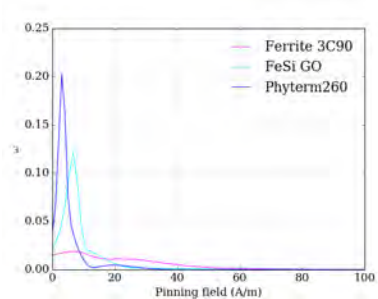


FIGURE 19: Distributions continues $\omega(\chi)$ pour les trois matériaux.

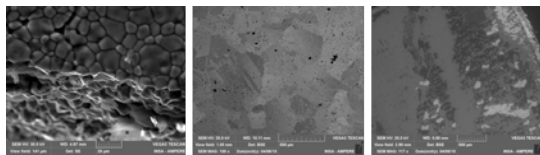


FIGURE 20: Images MEB : ferrite 3C90, Phyterm260, FeSi GO.

V. CONCLUSION

A. Bilan de la deuxième année de thèse

Les travaux effectués pendant la deuxième année de thèse ont permis d'avancer pour ce qui concerne la quête d'un modèle précis et apte à s'adapter à de nouvelles sollicitations et contraintes. On s'est focalisé sur une stratégie d'identification et discrétisation des paramètres du modèle. À partir d'une campagne de mesures obtenues avec des signaux simples, on identifie des paramètres qui arrivent à prédire précisément des cycles obtenus avec des signaux plus complexes. De cette étude, on constate que la méthode d'identification est efficace et robuste. Les comparaisons entre simulations et mesures sont très satisfaisantes et laissent à penser des perspectives intéressantes pour la suite. Cette étude nous a permis d'assurer une opérabilité du modèle dans le cas de signaux complexes et dans une large gamme de température, en permettant l'extension du modèle à la température (article soumis IGTE).

B. Perspectives

Nous poursuivrons l'étude sur la relation entre la microstructure et les paramètres du modèle, pour voir si les résultats peuvent être validés. Une autre contrainte à prendre en considération sera la fréquence et la possibilité de développer un modèle EB dynamique. L'étape suivante sera la prise en compte de formes géométriques plus compliquées (géométries « E », « U », présence d'entrefer), qui seront modélisées à l'aide des formulations aux Éléments Finis. Le but sera de reproduire des applications réelles et de conduire une campagne de mesures à différentes températures. Les prochains mois seront enfin dédiés à la rédaction du mémoire.

RÉFÉRENCES

- [1] V. François-Lavet, F. Henrotte, L. Stainier, L. Noels, and C. Geuzaine, "Vectorial Incremental Nonconservative Consistent Hysteresis model," *ACOMEN*, Nov. 2011.
- [2] F. Henrotte, S. Steentjes, K. Hameyer, and C. Geuzaine, "Iron Loss Calculation in Steel Laminations at High Frequencies," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 50, pp. 333–336, Feb. 2014.
- [3] A. Bergqvist, "Magnetic vector hysteresis model with dry friction-like pinning," vol. *Physica B*, no. 233, pp. 342–347, 1997.
- [4] K. Jacques, S. Steentjes, F. Henrotte, C. Geuzaine, and K. Hameyer, "Representation of microstructural features and magnetic anisotropy of electrical steels in an energy-based vector hysteresis model," *AIP Advances*, vol. 8, p. 047602, Apr. 2018.
- [5] S. Kazemi, *Etude du comportement anélastique des ferrites Mn-Zn*. PhD thesis, 2005.

Apport des cycles d'usage représentatifs synthétiques pour les études de vieillissement de batteries dans les nouveaux usages de mobilité

Mohamed BEN-MARZOUK

Pascal VENET, Serge PELISSIER(IFSTTAR), Guy CLERC, , Ali SARI

Date effective de début du travail : 03/10/2016

Financement de la rémunération du doctorant : contrat doctoral

Résumé— Pour étudier le vieillissement des batteries des véhicules électriques (VE), il faut déterminer précisément leurs conditions d'utilisation. En effet, à cause des spécificités des VE, ces usages sont très différents de ceux rencontrés dans les voitures thermiques

Dans cet article, nous présentons comment à partir des données d'usages réels, nous déterminons les différents modes de roulage. Nous présentons les différentes techniques utilisées pour analyser et classer les données et les différents modes d'usages obtenus.

Abstract— In order to study the aging of batteries in automotive applications, it is important to understand how and under what conditions these batteries are operating in electric vehicles (EVs).

However, because of the specificities of EVs, these uses may be very different from those known from internal combustion engine cars (ICE).

In this paper, we present how, from real-life data, we determine the different driving modes of electric vehicles. The paper presents the different techniques adopted to analyze and classify the data and the different EV running modes, which are obtained..

I. INTRODUCTION

Grâce à la prise de conscience, de plus en plus importante chez les citoyens, sur les risques environnementaux et sur l'épuisement des ressources fossiles, et avec l'aide de la politique de plusieurs pays visant à baisser la pollution en ville, le véhicule électrique (VE) se trouve aujourd'hui en plein essor avec un nombre d'immatriculations qui ne cesse d'augmenter (hausse de 23% entre 2015 et 2016) [1]. Malgré cela, les VE restent néanmoins peu répandus principalement à cause des verrous technologiques liés aux batteries. En effet, celles-ci ont une autonomie faible, une durée de vie limitée et un prix actuellement élevé qui peut atteindre 40% de la valeur de la voiture.

Le problème de l'autonomie semble être en cours de résolution puisque les nouveaux modèles de VE affichent une autonomie plus importante que celle des modèles sortis il y a quelques années. De plus, le prix élevé des batteries peut être atténué par une production massive engendré par la démocratisation du VE. Cependant, le problème de la durée de vie reste toujours d'actualité. En effet, maîtriser la durée de vie des systèmes de stockage permet d'économiser sur le coût de remplacement en fin de vie et aussi sur le juste dimensionnement énergétique du système.

Il existe plusieurs travaux de recherche à travers le monde portant sur le vieillissement des batteries lithium-ion[2]–[4]. Cependant, les prédictions de durée de vie s'appuient souvent soit sur des modèles et des résultats issus d'essais de cyclage normalisés avec des profils de vieillissement accéléré constitués par des charges/décharges, partielles ou totales, à courants constants, soit sur des profils simplifiés inspirés

d'usages réels mais qui sont composés d'impulsions simples et ne représentent que partiellement la diversité des usages.

Pour étudier les problématiques liées à la durée de vie limitée des batteries en usage automobile, il est délicat de se fier aux simulations sur des cycles normalisés tels que le NEDC (New European Driving Cycle) ou le WLTC (Worldwide Harmonized Light Vehicles Test Cycles) car ils sont conçus pour les véhicules thermiques et donc leurs représentativités sont questionnables. Les VE et leurs fonctionnements, dépendent de nombreux facteurs et paramètres spécifiques, et pas seulement de la vitesse. Ils dépendent, en effet, du comportement de la batterie donc, entre autres, de la température et de son état de charge (SoC).

C'est pour cette raison que nous proposons de chercher, à partir des relevés réels des sollicitations des batteries et leurs conditions de fonctionnement, les différents modes d'usage des VE et leurs effets sur le vieillissement des batteries.

Cette étude devrait permettre, entre autres :

- d'optimiser le dimensionnement des batteries en fonction des usages réels.
- d'améliorer la prédiction du vieillissement dans des usages classiques (roulages, charge normale) et spécifiques (véhicule connecté sur le réseau d'énergie électrique V2G, recharge rapide)

Pour atteindre les objectifs de notre étude, nous allons effectuer les étapes suivantes :

a. Analyse des données d'usage et de vieillissement pour identifier des modes de fonctionnement et des classes de vieillissement.

Nous allons identifier d'une part les paramètres et variables liés au fonctionnement des batteries que nous appellerons « variables d'entrée ». Les variables indicatrices des états de vieillissement seront dénommées « variables de sortie ».

Nous obtenons à l'issue de cette phase plusieurs modes de fonctionnement et différents états de vieillissement.

b. Détermination de l'influence des modes de fonctionnement sur le vieillissement des batteries et construction d'un profil représentatif de l'usage

Dans cette étape, nous allons quantifier l'effet vieillissant de chaque mode de fonctionnement obtenu dans la partie précédente.

c. Réalisation d'essais de vieillissement en utilisant le profil représentatif et comparaison avec le vieillissement réel

Cette étape va permettre de faire une validation des résultats obtenus précédemment. Nous pouvons par la suite déterminer avec plus de précision l'état de vieillissement des batteries en fonction du profil d'utilisation.

Dans cet article, nous présentons la méthodologie suivie pour chercher et identifier les différents modes d'usage des véhicules électriques. Tout d'abord, la base de données utilisée est présentée. Ensuite, les différentes étapes réalisées pour obtenir les différents modes d'usages sont détaillées.

II. DESCRIPTION DES DONNEES

Cette étude se base sur des données réelles, extraites de l'usage d'une dizaine de VE et issues du projet CROME (CROss-border Mobility for Electric vehicles) [5]. Plusieurs partenaires français et allemands ont travaillé, dans le cadre de ce projet, pour concevoir, réaliser et analyser un système de mobilité électrique entre la France et l'Allemagne. Ce projet a permis à l'IFSTTAR d'acquérir une très grande base de données relative à des VE en usage réel.

Ces VE, ayant la même architecture et appartenant à des volontaires particuliers et professionnels, ont été équipés avec des enregistreurs de données qui relèvent et transmettent, via une liaison GSM (Global System for Mobile communications), un grand nombre (quelques centaines) de variables liées au fonctionnement (vitesse, appuis frein, enfoncement pédale de l'accélération, etc.), des données liées aux batteries (courant, tension, température des cellules, etc.) et d'autres liées au moteur (couple, température moteur, etc.).

Pour chacun des véhicules, un suivi de près de 2 ans a permis de générer des milliers de fichiers. Chaque fichier représente un usage du VE en roulage ou en charge. Dans ces fichiers, nous trouvons un suivi de l'évolution de toutes les variables liées au VE au cours du temps avec une fréquence d'échantillonnage de 10 Hz.

Chaque VE possède un pack batterie de 16 kWh ayant une tension nominale continue de 325,6 V. Ces packs batterie sont constitués de 88 cellules en série de type LMO (lithium manganèse spinel). Ces cellules ont une capacité de 50A h et une tension nominale de 3,7 V.

Comme mentionné précédemment, nous avons des centaines de variables à étudier. Dans la détermination des différents modes d'usage, certaines variables ont plus d'importance que d'autres. C'est pour cette raison que nous avons procédé à la sélection de paramètres que nous allons décrire dans la partie suivante.

III. SÉLECTION DES VARIABLES SIGNIFICATIVES

Pour sélectionner les variables les plus significatives sans perdre d'information, les variables qui n'ont aucun lien avec les modes de fonctionnement des batteries ont été éliminées (comme la température de l'eau de refroidissement du moteur par exemple).

Ainsi, le nombre de variables à suivre a été réduit de plus de 500 à une centaine. Néanmoins, comme ce nombre de variables restait toujours important, nous

avons utilisé les méthodes indiquées ci-dessous pour réduire leur nombre en limitant la perte d'informations.

A. Étude d'intercorrélation

L'objectif de cette manipulation est d'enlever les redondances et de garder qu'une seule variable sur un ensemble inter-corrélé. Nous calculons, dans cette partie, les coefficients de corrélation entre les variables.

Pour étudier les relations entre les variables, nous utilisons le coefficient de Pearson « r » (corrélation linéaire) et le coefficient de Spearman « ρ » (corrélation des rangs).

Selon S. Tufféry [6], même si les variables sont continues, « on a toujours intérêt à comparer les deux coefficients de Pearson et Spearman, le plus fiable étant le second », notamment pour détecter des liaisons non linéaires.

Dans les paragraphes suivants nous allons présenter ces deux coefficients de corrélations et les résultats obtenus.

1) Coefficient de corrélation linéaire "r" de Pearson

Ce coefficient permet d'étudier l'existence d'une relation linéaire entre deux variables X et Y. Il s'obtient en divisant la covariance entre X et Y (σ_{XY}) par le produit de leurs écart-type, respectivement σ_X et σ_Y .

$$r = \frac{\sigma_{XY}}{\sigma_X \sigma_Y} = \frac{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (X_i - \bar{X})(Y_i - \bar{Y})}{\sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (X_i - \bar{X})^2}{n}} \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (Y_i - \bar{Y})^2}{n}}} \quad \begin{array}{l} \text{(Erreur} \\ \text{r !} \\ \text{Signet} \\ \text{non} \\ \text{défini.} \\ \text{1)} \end{array}$$

Avec n le nombre d'observations, \bar{X} la moyenne de X et \bar{Y} la moyenne de Y .

2) Coefficient de corrélation de Spearman "ρ"

Nous avons aussi utilisé le coefficient de corrélation de Spearman, qui permet d'identifier une liaison monotone, linéaire ou non, entre les variables considérées. Cette technique étudie la relation entre les rangs de deux variables. Autrement dit nous n'utilisons pas les valeurs des observations dans les calculs mais leur rang. Si nous considérons une variable $X = (10, 13, 12, 22, 25, 8)$, X contient 6 observations, pour retrouver le vecteur rang X , nous commençons par trier la variable X suivant un ordre croissant. Ensuite, nous remplaçons les valeurs que prend la variable X par leur numéro d'ordre. Ce qui donne rang $X = (2, 4, 3, 5, 6, 1)$.

Pour calculer le coefficient de Spearman pour X et Y , nous pouvons utiliser l'équation (1) en remplaçant X

par $rang_X$ et Y par $rang_Y$. Ce coefficient peut aussi être donné par l'équation suivante.

$$\rho = 1 - \frac{6 \sum_{i=1}^n d_i^2}{n^3 - n}$$

(Erreur ! Signet non défini .2)

Avec n le nombre d'observations et d_i la différence entre $rang_{x_i}$ et $rang_{y_i}$

3) Condition de corrélation

Plusieurs variables sont fortement corrélées entre elles. Nous avons considéré dans la suite que deux variables X et Y sont fortement corrélées si elles suivent la condition suivante :

$$(r_{(X,Y)} > 0.75 \text{ ET } \rho_{(X,Y)} > 0.8) \quad (3)$$

Cette méthode permet d'avoir 18 groupes de variables inter-corrélées. Pour le reste de cette étude, nous choisissons une seule variable équivalente parmi un ensemble corrélé. Pour choisir correctement les variables à conserver, nous avons calculé et comparé les quantités d'informations contenues dans les variables en utilisant l'entropie de Shannon.

B. Sélection des variables

1) Entropie de Shannon

L'entropie de Shannon est une fonction mathématique qui peut mesurer la quantité d'information dans un signal. En effet, plus l'entropie d'un signal est grande, plus elle contient des informations non redondantes [7].

Considérons X un signal de m individus, contenant n symboles différents avec ($n < m$). Exemple : $X = (a ; b ; a ; c ; a ; b ; d)$, comme m est le nombre d'individus alors $m=7$ et dans le vecteur X il existe 4 symboles différents ("a", "b", "c" et "d") alors $n=4$. Pour mesurer la quantité d'information il faut tout d'abord calculer la probabilité d'apparence de chacun des symboles i avec ($i \in n$), nous l'appelons P_i . Pour notre exemple $P = (\frac{3}{7}; \frac{2}{7}; \frac{1}{7}; \frac{1}{7})$. Quant au calcul de l'entropie, nous appliquons l'équation (4). Pour notre exemple, nous obtenons $H(X)=1.8482$.

Avec P_i la probabilité d'apparence de chacun des symboles i avec ($i \in n$), l'entropie de chacune des variables est donnée par l'équation suivante :

$$H(X) = - \sum_{i=1}^n P_i \log_2(P_i)$$

(Erreur ! Signet non défini .4)

Avant l'application de cette fonction, les données sont normalisées. Cette normalisation pour chacune des variables est calculée suivant l'équation (5). Nous appelons X_{norm} le vecteur normalisé de X . Pour chaque variable, la valeur maximale est égale à 1 et la valeur minimale 0. Nous ne conservons que 4 décimales pour X_{norm} .

$$X_{norm} = \frac{X - \min(X)}{\max(X) - \min(X)} \quad (\text{Erreur ! Signet non défini .5})$$

Lorsque nous avons un ensemble de variables corrélées, nous ne gardons que celui ayant l'entropie la plus élevée.

C. Résultats de l'étude de la corrélation

Cette méthodologie nous a permis de réduire le nombre de variables à étudier à 18 variables d'entrée non corrélées ou faiblement corrélées. La liste des variables sélectionnées et une brève description de chacune d'elles sont présentés dans le Tableau 1.

Tableau 1. Liste des variables sélectionnées

Nom de la variable	Description	Unité
SoC initial	État de charge en début de roulage en %	
Courant charge maxi	Courant maximal de la batterie en phase de charge	A
Puissance charge moyenne	Puissance moyenne de la batterie en phase de charge	W
Décélération moyenne	Décélération moyenne du véhicule	m.s ⁻²
Q dech par km	Quantité de charge de la batterie dissipée par km	Ah/km
Q charge	Quantité de charge de la batterie récupérée	Ah
Distance	Distance du véhicule	km
Q decharge	Quantité de charge de la batterie dissipée	Ah
Vitesse moyenne	Vitesse moyenne du véhicule pendant le roulage	km/h
Vitesse maxi	Vitesse maximale du véhicule	km/h
courant de decharge maxi	Courant maximal de la batterie en phase de décharge	A
Courant efficace	Courant efficace de la batterie	A
Puissance de decharge moy	Puissance moyenne de la batterie en phase de décharge	W
RPA	Relative Positive Acceleration (RPA) du véhicule	m.s ⁻²
Accélération moyenne	Accélération moyenne du véhicule	m.s ⁻²
PKE	Positive acceleration Kinetic Energy (PKE) du véhicule	m.s ⁻²
Q auxiliaires	Quantité de charge de la batterie consommée par les	Ah

auxiliaires		
Température ambiante	Température ambiante	°C

PKE et RPA sont des paramètres liés à l'éco-conduite qui sont liés à l'agressivité de la conduite [8], [9]

Toutes ces variables peuvent permettre de résumer comment et dans quelles conditions sont utilisées les batteries. Néanmoins, ce nombre de variables reste encore trop important pour réaliser une classification efficace capable de déterminer les différents modes d'usage.

IV. REDUCTION DES DIMENSIONS

Le nombre de variables étant toujours élevé, nous avons appliqué la méthode de l'Analyse en Composantes Principales (ACP) afin de le réduire en projetant les variables sur les axes de l'ACP tout en déformant le moins possible la réalité [10].

A. Définitions

L'ACP est une méthode fondamentale dans les statistiques descriptives multidimensionnelles. Elle permet le traitement simultané de n'importe quel nombre de variables.

L'ACP projette des données sur des axes orthogonaux, ce qui signifie qu'il s'agit d'une transformation de variables pouvant être corrélées, à de nouvelles variables non corrélées. Ce processus réduit non seulement le nombre de variables mais rend également l'information moins redondante.

Le choix de dimension, autrement dit le nombre de composantes à considérer est une étape très importante. Elle dépend principalement de la qualité de la projection des observations et des variables sur les axes de l'ACP.

B. Définitions

Pour bien choisir le nombre de composantes à retenir, il y a plusieurs pratiques adaptées. Nous citons ici le critère de coude (rupture de pente) et la loi de Kaiser [11] qui propose de ne retenir que les axes qui ont une inertie supérieure ou égale à l'inertie moyenne [12]. L'inertie totale d'un nuage de points est la somme des carrés des distances des points par rapport au centre de gravité. L'inertie moyenne est l'inertie totale divisée par le nombre de variables. Lorsque nous projetons les données sur les axes de l'ACP, nous pouvons calculer l'inertie expliquée par chacune des composantes principales. Ce calcul va nous permettre d'appliquer ces deux critères pour le choix du nombre de composantes principales.

Le graphe suivant (Fig. 1) montre l'inertie expliquée par chaque axe de l'ACP par rapport à l'inertie totale.

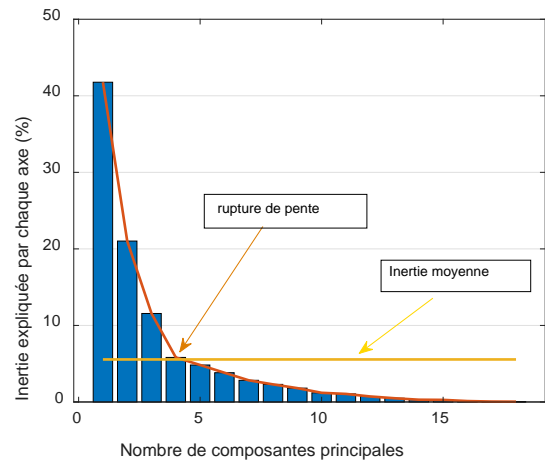


Fig. 1. Inertie pour chaque composante principale

Dans notre cas, en suivant les 2 critères cités précédemment, nous pouvons nous arrêter à 4 axes et considérer 80% de l'inertie totale. Il faut tout de même vérifier si avec seulement 4 axes la qualité de la projection des variables est acceptable. La qualité de la projection des variables est calculée de la façon suivante [6], [13]:

$$QV_n = \sum_{i=1}^n \text{corr}^2(V, Ax_i) \quad \text{(Erreur ! Signe t non défini .6)}$$

avec QV_n la qualité de projection de la variable "V" sur "n" axes d'ACP. corr^2 est le carré de la corrélation de Pearson. V représente le vecteur des données de la variable "V". Ax_i est le vecteur des données du $i^{\text{ème}}$ axe de l'ACP.

Le tableau suivant illustre la qualité de la projection des variables par rapport au nombre de composantes principales. La couleur rouge signifie une mauvaise qualité de projection et la couleur verte une bonne qualité de projection.

Tableau 2. Qualité de projection des variables en fonction du nombre de composantes principales

	Nombre d'axes (composantes principales)						
	1	2	3	4	5	6	7
SoC initial	1%	1%	1%	95%	95%	99%	99%
Courant charge maxi	43%	51%	53%	53%	68%	75%	77%
Puissance charge moyenne	47%	66%	69%	70%	70%	75%	75%
Deceleration moyenne	0%	84%	84%	84%	87%	94%	94%
Q dech par km	1%	3%	74%	74%	78%	80%	89%
Q charge	52%	52%	60%	60%	76%	84%	90%
Distance	61%	86%	86%	88%	88%	94%	94%
Q decharge	68%	87%	88%	90%	91%	97%	97%
Vitesse moyenne	74%	79%	81%	81%	96%	96%	97%
Vitesse maxi	85%	86%	87%	88%	88%	89%	89%
courant de decharge maxi	66%	68%	73%	75%	81%	83%	83%
Courant efficace	81%	92%	94%	94%	95%	96%	97%
Puissance de decharge moy	80%	83%	85%	85%	94%	94%	97%
RPA	41%	91%	92%	92%	96%	96%	96%
Acceleration moyenne	0%	88%	88%	89%	89%	94%	94%
PKE	9%	79%	82%	83%	92%	92%	92%
Q auxiliaires	17%	25%	75%	76%	77%	81%	83%
Temperature ambiante	1%	1%	57%	59%	67%	67%	99%

Les deux critères cités précédemment recommandent un choix de 4 axes d'ACP. Mais selon le Tableau 2, il est plus judicieux de choisir 7 composantes principales parmi 18 (nombre de variables) pour garantir une qualité de projection supérieure à 75% pour chacune des variables.

Cette étape nous a donc permis de réduire la dimension et d'éliminer les redondances ce qui permet de réaliser une meilleure identification des modes de fonctionnement.

V. IDENTIFICATION DES MODES DE CYCLES DE CONDUITE

Une fois le nombre de variables réduit au maximum, nous pouvons étudier les cycles de conduite (roulages) définis entre 2 arrêts « moteur » du VE. Comme nous avons plusieurs milliers de roulages enregistrés, nous sommes intéressés à identifier les similitudes et les non-similitudes entre ces roulages. Nous cherchons ainsi à obtenir plusieurs classes de cycles de conduite en faisant appel aux techniques de classification.

A. Méthodes de classification

Les méthodes de classification peuvent être divisées en deux familles principales :

- la classification supervisée où des éléments sont déjà classés et où l'ajout de nouveaux éléments est à effectuer,
- la classification non supervisée lorsque nous n'avons pas de connaissance préalable des classes.

Dans cette étude, puisque nous ne disposons pas de connaissances préalables sur les classes, nous utilisons une méthode de classification non supervisée pour identifier les modes d'usage des VE. La classification non supervisée est une technique de traitement des données qui vise à classer un ensemble de données en minimisant la distance intra-classe et en maximisant autant que possible la distance entre les classes. Il existe de nombreuses techniques de mesure de distance[14] comme la distance de Manhattan et la distance euclidienne. Dans cette partie, nous utilisons le carré de la distance euclidienne.

Il existe plusieurs méthodes de classification non supervisée, les plus connues étant la Classification Ascendante Hiérarchique (CAH) et les « k-means » [6].

1) Classification Ascendante Hiérarchique (CAH)

La CAH regroupe itérativement les individus en agrégeant 2 par 2, les éléments les plus proches qui permettent de construire progressivement un dendrogramme (diagramme en arbre) qui regroupe à la fin tous les individus d'une même classe. Sur la Fig. 2, nous présentons un exemple qui illustre l'algorithme du CAH. L'algorithme commence par regrouper les

observations Ob1 et Ob2 car ce sont les éléments les plus proches. Ensuite, Ob3 et Ob4 sont regroupés. La fin du calcul est atteinte lorsque toutes les observations sont réunies dans un même groupe.

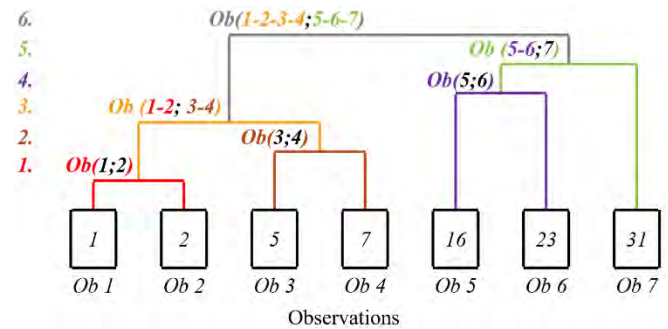


Fig. 2. Illustration de l'algorithme de CAH

2) K-means

La méthode des « k-means » consiste à regrouper les observations en k groupes de sorte que les distances intra-classes soient minimales et les distances entre classes maximales. L'algorithme « k-means » fonctionne comme suit :

Après avoir initialisé k points (aléatoirement ou non) et en considérant leurs centroïdes (centres de gravité), l'algorithme répartit les points (observations) dans les k classes ainsi formées en fonction de leur proximité avec le centroïde. Ensuite, l'algorithme recalcule les centres de gravité des classes et les considère comme de nouveaux centroïdes. L'algorithme répète ces 2 étapes jusqu'à ce qu'il n'y ait plus de changement. La figure 4 illustre le fonctionnement de l'algorithme « k-means ».

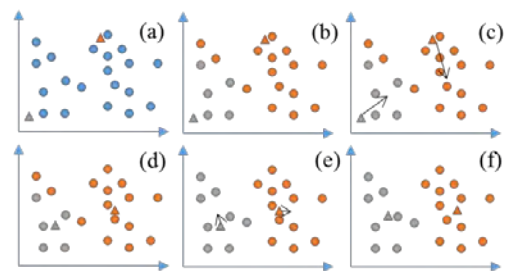


Figure 3: Illustration de l'algorithme des « k-means »

La figure 4 (a) montre l'initialisation des centroïdes (marqueurs triangulaires), les points sont en bleu pour indiquer qu'ils n'appartiennent encore à aucune classe. La figure 4 (b) montre comment les points sont classés parmi 2 classes (grise et orange). Les figures 4 (c) et (d) présentent l'étape du calcul des nouveaux centroïdes. La figure 4 (e) représente une autre itération des étapes précédentes. Enfin, la figure 4 (f) montre le résultat final de cette classification.

B. Classification des roulages

Pour classer ces roulages, nous avons choisi la méthode des « k-means » car elle est plus rapide. A l'opposé de la CAH, elle effectue une mise à jour des centres des classes après chaque nouvelle affectation pour suivre l'évolution de son contenu. Dans la CAH, si deux individus sont placés dans des classes différentes, ils ne sont jamais comparés à nouveau.

Les résultats obtenus ont révélé que pour classer correctement les roulages avec un minimum de classes, nous devons en garder 5. Ainsi avec 5 classes seulement nous pouvons expliquer près de 60% de la variance (pour expliquer 100% de la variance il faudrait que le nombre de classes soit égal au nombre de roulages sachant que notre base de données comporte près de 8000 roulages).

La proportion de la variance expliquée R^2 est un indicateur de la qualité de la classification. Elle peut s'exprimer grâce à l'équation suivante :

$$R^2 = \frac{I_B}{I} = \frac{I_B}{I_B + I_W}$$

(Erreur ! Signet non défini .3)

avec I l'inertie totale, I_B l'inertie interclasses et I_W l'inertie intra-classes. Ces deux inerties peuvent s'exprimer par :

$$I_B = \sum_i^k \text{distance}(C_i, C)$$

(Erreur ! Signet non défini .4)

$$I_W = \frac{1}{n} \sum_i^k \sum_{j_i}^{m_i} \text{distance}(I_{ji}, C_i)$$

(Erreur ! Signet non défini .5)

k est le nombre de classes, C_i est le centre de la classe i ,

C représente le centre de gravité de tous les roulages, n est le nombre de roulages, m_i est le nombre de roulages appartenant à la classe i et I_{ji} est le roulage numéro j appartenant à la classe i .

C. Résultats obtenus

Après le classement des cycles de conduite en 5 catégories, nous avons considéré qu'un mode de fonctionnement est la moyenne des roulages appartenant à la même classe.

La Fig.4 montre la différence entre les modes de fonctionnement selon les 18 variables choisies précédemment.

Selon les variables « distance », « vitesse moyenne » et « vitesse maximale », nous pouvons constater que les modes 1 et 2 représentent les cycles de conduite urbains et les modes 4 et 5 les cycles de conduite qui incluent des parties d'autoroute. De plus, selon les variables « Accélération moyenne », « décélération moyenne », « RPA » (Relative Positive Acceleration - indicateur fondé sur l'accélération et la vitesse) et « PKE » (Positive Kinetic Energy - indicateur de variation de l'énergie cinétique), nous pouvons remarquer que le mode 4 décrit un comportement plus agressif comparé au mode 5. Il en est de même pour le mode 2 par rapport au mode 1.

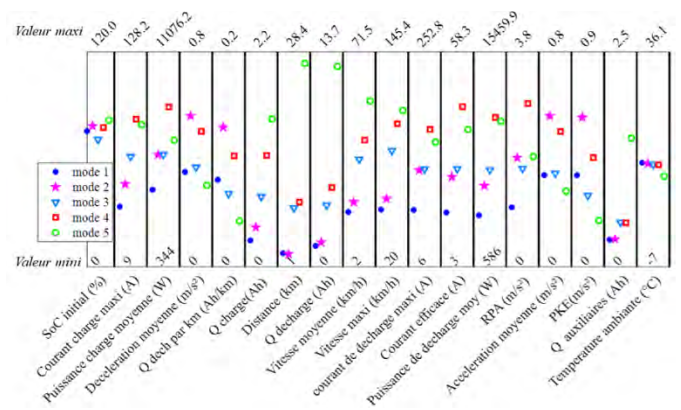


Fig. 4. Caractéristique de chaque mode d'usage

Cette méthodologie permet d'obtenir plusieurs classes de cycles de conduite qui dépendent de différentes variables. Nous allons par la suite étudier l'influence de ces différents modes de roulage sur le vieillissement des batteries.

VI. CONCLUSION

Le présent travail montre comment à partir d'enregistrements réels sur des véhicules électriques et de sollicitations des batteries, nous déterminons différents modes de fonctionnement des batteries. En utilisant plusieurs outils de sélection basés sur les coefficients de corrélation de Pearson et de Spearman, sur l'entropie de Shannon, nous avons réduit le nombre de paramètres à 18. Pour une meilleure qualité de classification, nous avons utilisé la technique ACP qui a permis de réduire la dimension et d'éliminer les redondances. Une analyse de type « k-means » nous a permis de trouver 5 modes d'usages différents. Chaque mode est défini par les valeurs des 18 paramètres précédemment identifiés. Les outils développés dans ce travail permettront d'étudier les liens potentiels entre le taux de vieillissement des batteries et les modes d'utilisation identifiés.

Durant la prochaine période de la thèse, nous allons continuer notre étude de relation entre les modes de

fonctionnement et les états de vieillissement de la batterie. Cela nous permettra de quantifier l'effet vieillissant de chaque type d'usage (usage ordinaire « roulage, charge lente » ou spécifique « charge rapide, V2G »). A terme, nous envisageons de réaliser des essais de vieillissement sous profil réel et sous profil synthétique avec les mêmes facteurs d'accélération (température, niveau de courant, ...). Cela nous permettra de valider nos résultats et d'arriver à un de nos objectifs qui est la réalisation d'un modèle de vieillissement générique et fiable des batteries permettant une bonne estimation de la durée de vie des VE.

mathématiques et interprétations, cours et exercices.
Paris: Ellipses Marketing, 2002.

- [14] M. Bora, D. Jyoti, D. Gupta, et A. Kumar, « Effect of different distance measures on the performance of K-means algorithm: an experimental study in Matlab », *ArXiv Prepr. ArXiv14057471*, 2014.

REFERENCES

- [1] Avere-France, « véhicules électriques immatriculés en 2016 », *Avere-France*. [En ligne]. Disponible sur: http://www.aver-france.org/Site/Article/?article_id=6826.
- [2] S. B. Peterson, J. Apt, et J. F. Whitacre, « Lithium-ion battery cell degradation resulting from realistic vehicle and vehicle-to-grid utilization », *J. Power Sources*, vol. 195, n° 8, p. 2385 -2392, avr. 2010.
- [3] E. Wood, M. Alexander, et T. H. Bradley, « Investigation of battery end-of-life conditions for plug-in hybrid electric vehicles », *J. Power Sources*, vol. 196, n° 11, p. 5147-5154, 2011.
- [4] E. Redondo-Iglesias, P. Venet, et S. Pelissier, « Eyring acceleration model for predicting calendar ageing of lithium-ion batteries », *J. Energy Storage*, vol. 13, p. 176 -183, oct 2017.
- [5] P. Kreczanik, B. Jeanneret, et S. Pelissier, « Construction of Database on Real World Uses of Electric Vehicles - A French Case », in *2014 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, 2014, p. 1 -5.
- [6] S. Tufféry, *Data mining et statistique décisionnelle - 4ème édition*, 4e édition. Paris: Editions technip, 2012.
- [7] R. M. Gray, *Entropy and information theory*, 2nd ed. New York: Springer, 2011.
- [8] K. S. Nesamani et K. P. Subramanian, « Development of a driving cycle for intra-city buses in Chennai, India », *Atmos. Environ.*, vol. 45, n° 31, p. 5469 -5476, oct. 2011.
- [9] G. Castignani, T. Derrmann, R. Frank, et T. Engel, « Validation study of risky event classification using driving pattern factors », in *2015 IEEE Symposium on Communications and Vehicular Technology in the Benelux (SCVT)*, 2015, p. 1 -6.
- [10] G. Saporta, *Probabilités, analyse des données et statistique*. Paris: Technip, 2011.
- [11] D. D. Suhr, « Principal component analysis vs. exploratory factor analysis », *SUGI 30 Proc.*, vol. 203, p. 230, 2005.
- [12] A. S. Beavers, J. W. Lounsbury, J. K. Richards, S. W. Huck, G. J. Skolits, et S. L. Esquivel, « Practical considerations for using exploratory factor analysis in educational research. », *Pract. Assess. Res. Eval.*, vol. 18, 2013.
- [13] R. R. Herrera et D. S.-L. Gac, *Initiation à l'analyse factorielle des données: Fondements des*