

Contribution à l'étude de l'impact des stratégies MLI sur les condensateurs en amont d'un onduleur de traction et à l'étude de leur vieillissement

Nicolas Patin, UTC/LEC, courriel : nicolas.patin@utc.fr

Version 1.0 (26/05/2015)

Avant-propos

Ce mémoire fait le point sur le début de ma carrière en tant que maître de conférences à l'UTC. Dans la partie « Récapitulatif de carrière », je présente tout d'abord une synthèse de mes activités (y compris pendant et avant la thèse) avec un curriculum vitae détaillé. Elle fournit des informations d'ordre général tant du point de vue de l'enseignement que de la recherche et des activités collectives. J'ai réservé un chapitre dans cette partie à mon activité pédagogique dans lequel je fais non seulement un bilan de ma charge d'enseignement depuis septembre 2007 mais je développe également dans ce chapitre mes contributions significatives aux enseignements : ce point me semble particulièrement important car finalement, cette activité est la fonction première d'un enseignant-chercheur. Ensuite, dans la deuxième partie (« mémoire scientifique »), je présente de manière détaillée mes activités de recherche qui peuvent se classer dans deux grandes thématiques :

- les stratégies MLI appliquées aux onduleurs pour la traction de véhicules électriques ou hybrides (chapitres 3 et 4) ;
- le vieillissement des condensateurs électrolytiques ainsi que leur modélisation en vue d'un monitoring (chapitres 5 et 6).

Ces deux activités sont bien évidemment liées et ce lien sera clairement mis en évidence tout au long des différents chapitres. Un chapitre de conclusion et de perspectives complète enfin cette partie.

A titre indicatif, les références citées dans le texte se classent en deux groupes :

- celles auxquelles j'ai participé (mises à part les thèses que j'ai encadrées) qui sont notées en gras, par exemple **[ACLI8]**, et qui sont répertoriées à partir de la page 15 dans la rubrique « Production scientifique » ;
- celles auxquelles je n'ai pas participé (incluant donc les thèses que j'ai encadrées) qui sont notées en caractères maigres, par exemple [BLA 53], et qui sont regroupées de manière classique dans le chapitre « Bibliographie » à la fin du document.

Nicolas Patin,
Compiègne, le 20 juin 2015

Glossaire

Acronymes « UTC »

Un certain nombre de d'acronymes et termes sont utilisés à l'UTC pour décrire le parcours des étudiants ou pour désigner les éléments de leur formation. Certains sont utilisés de manière courante dans l'enseignement supérieur, d'autres sont spécifiques à l'établissement. En voici une liste (non-exhaustive) :

TC Tronc commun (deux premières années, directement après le baccalauréat)

Branche Cycle ingénieur (les trois ans du cycle ingénieur)

Filière Partie spécifique du cycle ingénieur portant sur trois semestres de la formation (projet de fin d'étude inclus)

Gx Terme générique pour signifier une branche (Génie ...)

GM Génie Mécanique

GSM Génie des Systèmes Mécaniques (en voie de rapprochement avec GM)

GB Génie Biologique

GI Génie Informatique

GP Génie des Procédés

GSU Génie des Systèmes Urbains

UV Unité de Valeur (comme dans la plupart des établissements)

PCB Profil Commun de Branche, qualifie les UV qui sont communes à toutes les filières d'une branche (par exemple GM)

PSF Profil Spécifique de Filière qui, comme son nom l'indique, qualifie les UV spécifiques à une filière

MARS Filière dans laquelle intervient majoritairement les enseignants-chercheurs de notre laboratoire (Mécatronique Actionneurs Robotique et Systèmes)

EN21 UV de branche (PCB) « Bases de l'électronique analogique » (s'adressant aux étudiants de GM et GB principalement)

EN14 UV de branche (PSF) « Fonctions électroniques pour l'ingénieur » (s'adressant, comme EN21, aux étudiants de GM, filière MARS et GB, filière BM – biomédical)

SY03 UV de branche (PCB) « Introduction aux systèmes d'entraînements électriques » (s'adressant aux étudiants de GM et GSM)

MC07 UV de branche (PSF) « Electronique de puissance » (s'adressant aux étudiants de GM, filière MARS)

PS22 Ancienne UV de TC « Mesures physiques » (en fait de mécanique, électricité, optique avec un cours sur les incertitudes de mesures)

PS94 Demi-UV (actuelle) de TC « Electricité »

TN09 Stage de 6 mois placé au troisième semestre du cycle ingénieur (avant le choix d'une filière)

TN10 Projet de fin d'étude (en lien avec la filière)

Acronymes du mémoire scientifique

Les acronymes ne sont définis ici que par leur nom. Des explications détaillées seront présentées dans le mémoire scientifique (deuxième partie du mémoire).

SVPWM Space-Vector (SV) Pulse Width Modulation (PWM) – Modulation de Largeur d'Impulsions (MLI) barycentrique (ou couramment MLI vectorielle)

SPWM Sinusoidal PWM – MLI sinusoïdale

DPWM Discontinuous PWM – MLI discontinue

DCPWM Double Carrier PWM – MLI à double porteuse

Ext-DCPWM Extended DCPWM – MLI à double porteuse étendue (dans le sens de sa plage de fonctionnement)

Uni-DCPWM Unified DCPWM – MLI à double porteuse unifiée (dans le sens algorithmique)

SBPA Séquence Binaire Pseudo-Aléatoire

Notations et définitions

Dans le mémoire scientifique, nous utiliserons de manière récurrente un certain nombre de grandeurs et de notations qui ne seront pas systématiquement rappelées. En voici quelques-unes particulièrement importante ;

- T_d , $F_d = 1/T_d$: Période et fréquence de découpage. Par définition, il s'agit de la période (et de la fréquence) des porteuses utilisées et non de la période et de la fréquence effective des commutations des bras de pont (ceci est important dans le cas des MLI discontinues pour lesquelles il y a clairement une distinction)
- v_{dc} : Tension du bus continu. Elle est notée en minuscule (v) car elle est potentiellement variable alors que les grandeurs constantes seront plutôt notées en majuscule.
- $\mathbf{x}$ ou même $(\mathbf{x})$: Il s'agit un vecteur générique (noté en **gras**). Sauf indication contraire, cette notation sera utilisée pour les vecteurs : la notation avec la flèche sera essentiellement réservée aux grandeurs pour lesquels les caractères gras n'existent pas ou sont peu lisibles (en l'occurrence, les lettres grecques – e.g. $\vec{\sigma}$).
- L'indice des vecteurs est utilisé en premier lieu pour indiquer la taille : $(\mathbf{x}_3)$ est un vecteur à 3 composantes. Un deuxième indice peut être également utilisé pour noter une référence, en particulier pour les tensions : $(\mathbf{v}_{3N})$ regroupe des tensions référencées par rapport à l'équipotentielle N (dans notre cas, le neutre de la charge de l'onduleur)
- C_{31} et C_{32} sont des matrices à trois lignes et respectivement une et deux colonnes connues sous le nom de *matrices de Clarke*, du nom d'Edith Clarke, utilisées dans la transformation du même nom

- Les *composantes diphasées* dans le repère de Clarke sont repérées par les indices α et β . La composante homopolaire est notée avec un indice 0.
- l'indice de modulation m utilisé dans tout le mémoire scientifique est le ratio entre l'amplitude des tensions simples fournies à la charge et la tension $v_{dc}/2$. Ce paramètre *peut donc prendre des valeurs supérieures à un même sans surmodulation* (i.e. écrêtage de la MLI). La valeur maximale absolue dans ce cadre de fonctionnement « linéaire » est $m_{\max} = \frac{2}{\sqrt{3}} \approx 1,15$ (typiquement pour la SVPWM).
- la phase φ est aussi un paramètre largement utilisé dans ce mémoire : il s'agit du déphasage entre un courant de phase de la charge et la tension simple fondamentale correspondante en sortie d'onduleur.

Table des matières

I.	Récapitulatif de carrière	11
1.	Synthèse d'activités	13
1.1.	Curriculum vitae	13
1.1.1.	Etat-civil	13
1.1.2.	Formation	13
1.1.3.	Expérience professionnelle	14
1.2.	Production scientifique	14
1.2.1.	Ouvrages	15
1.2.2.	Articles de revues internationales	16
1.2.3.	Brevet	17
1.2.4.	Articles de revues nationales à comité de lecture et à vocation recherche	17
1.2.5.	Chapitres d'ouvrages collectifs	17
1.2.6.	Article de revue nationale à caractère pédagogique	18
1.2.7.	Conférences invitées	18
1.2.8.	Conférences internationales	18
1.2.9.	Conférences nationales	21
1.3.	Encadrements	21
1.3.1.	Co-directions de doctorants	21
1.3.2.	Stagiaires Master	22
1.3.3.	Autres stagiaires (Bac + 2)	22
1.4.	Activités collectives	23
1.4.1.	Enseignement	23
1.4.2.	Recherche	24
1.4.3.	Recrutements	24

1.5.	Projets de recherche et collaboration industrielle	24
1.6.	Collaboration internationale	25
2.	Activités pédagogiques	27
2.1.	Charge d'enseignement	27
2.1.1.	Avant la thèse	27
2.1.2.	Monitorat	28
2.1.3.	Enseignant-chercheur	28
2.1.4.	Enseignements en branche	31
2.1.5.	En tronc commun	34
2.2.	Développement des enseignements	35
2.2.1.	Cours d'électronique de puissance	35
2.2.2.	Cours d'électronique analogique	38
2.2.3.	Chaîne Youtube	41
2.2.4.	Développement de la CAO électronique	42
2.2.5.	Travaux pratiques	45
2.2.6.	Bilan et faits marquants en enseignement	54
II.	Mémoire scientifique	57
3.	Outils préliminaires pour l'étude des onduleurs	67
3.1.	Modélisation vectorielle en tension	67
3.2.	Modélisation vectorielle en courant	70
3.3.	Stratégies MLI et critères d'évaluation	71
3.3.1.	Généralités sur les stratégies MLI	71
3.3.2.	L'onduleur et son environnement	73
4.	Développement de stratégies MLI pour la réduction du stress sur l'amont	85
4.1.	Contexte des stratégies classiques	85
4.1.1.	Généralités et MLI barycentrique	85
4.1.2.	Le cas particulier des MLI discontinues	87
4.1.3.	Le courant de bus continu	89

4.2. Les stratégies pour la réduction du courant dans les condensateurs	90
4.2.1. Historique et DCPWM	90
4.2.2. Améliorations	94
4.2.3. Bilan et vue d'ensemble	97
4.3. Conclusion	103
5. Les condensateurs – principes, technologies et modélisation	107
5.1. Le condensateur théorique	107
5.2. Les technologies des condensateurs réels	108
5.2.1. Généralités	108
5.2.2. Condensateurs non polarisés	109
5.2.3. Condensateurs polarisés	110
5.2.4. Remarques sur les condensateurs « tantale » . .	114
5.2.5. Synthèse sur les condensateurs électrolytiques . .	114
5.3. Condensateur aluminium électrolytique	115
5.3.1. Modélisation électrique usuelle	115
5.3.2. Modélisation électrique proposée	117
5.4. Modélisation thermique	121
5.4.1. Schéma électrique équivalent	121
5.4.2. Couplage électrique/thermique	123
6. Identification des paramètres et analyse du vieillissement	125
6.1. Introduction	125
6.2. Banc de vieillissement des condensateurs	126
6.2.1. Description générale	126
6.3. Protocole d'impédancemétrie	128
6.4. Identification hors ligne	129
6.5. Résultats de vieillissement	131
6.6. Acquisition <i>in situ</i>	133
6.6.1. Vue d'ensemble	133
6.6.2. Justification de la réduction de modèle	134
6.7. Identification par filtrage de Kalman	135
6.7.1. Modèle d'état	135

6.7.2.	Filtre global et filtres conjoints	137
6.7.3.	Analyse de sensibilité et <i>stimuli</i>	140
6.7.4.	Résultats de simulations et expérimentaux	143
6.8.	Bilan	146
7.	Conclusion et perspectives	149
7.1.	Conclusion	149
7.2.	Perspectives	150
7.2.1.	Métamodulations	150
7.2.2.	Thèse en cours et ouverture du sujet	152
7.2.3.	Axes de recherche	154

Première partie .

Récapitulatif de carrière

Chapitre 1.

Synthèse d'activités

1.1. Curriculum vitae

1.1.1. Etat-civil

Nom : Patin

Prénom : Nicolas

Date et lieu de naissance : 1^{er} avril 1979 à Châteauroux, Indre (36)

Nationalité : Française

Adresse : Appt. 1071, 136 rue Victor Hugo, 60280 Margny-lès-Compiègne

Téléphone : 06 30 64 30 75

courriel : nicolas.patin@utc.fr

1.1.2. Formation

- Sept. 2004 – Déc. 2006 : Doctorat en EEA de l'ENS Cachan – Mémoire intitulé « *Analyse d'architectures, modélisation et commande de générateurs électriques pour réseaux autonomes : Application aux réseaux de bord d'avions* », Mention Très honorable, thèse soutenue publiquement le 5 décembre 2006 devant le jury suivant :
 - Gérard Champenois, Université de Poitiers, Président
 - Wlodzimir Koczara, Université de Varsovie, Pologne, Rapporteur
 - Benoît Robyns, HEI, Lille, Rapporteur
 - Alain Bouscayrol, Université de Lille 1, Examineur
 - Eric Monmasson, Université de Cergy-Pontoise, Examineur (Directeur)
 - Jean-Paul Louis, ENS Cachan, Examineur (Co-directeur)
 - Jean-Yves Midy, Thales AES, Invité
- 1999 – 2004 : Elève fonctionnaire stagiaire à l'ENS Cachan
 - 2003 – 2004 : DEA de Génie Electrique de Paris, ENS Cachan, Mention Très bien, Rang : 2
 - 2002 – 2003 : Congé pour convenance personnelle (cf. expérience professionnelle)

- 2001 – 2002 : Agrégation de Génie Electrique, option B (Electrotechnique et Electronique de Puissance), rang : 2/27 postes (22 admis)
- 2000 – 2001 : Maîtrise EEA, Université Paris-Sud, Mention Bien, rang : 1
- 1999 – 2000 : Licence d'Ingénierie Electrique, ENS Cachan, Mention Très Bien, rang : 1
- 1999 : Concours d'entrée à l'ENS Cachan (concours commun DUT/BTS/Spé ATS), rang : 2
- 1997 – 1999 : DUT GEII option Automatismes et Systèmes, IUT de l'Indre, Châteauroux, rang : 1
- 1997 : Baccalauréat S option Technologie Industrielle spécialité Physique-Chimie, Mention Bien

1.1.3. Expérience professionnelle

- Sept. 2007 – présent : Maître de Conférences à l'Université de Technologie de Compiègne (CNU 63)
- Sept. 2004 – Août 2007 : Allocataire de recherche à l'ENS Cachan et moniteur à l'IUT de Cachan
- Sept. 2003 – Août 2004 : Vacations à l'ENS Cachan (durant la 4^{ème} année ENS – DEA)
- Jan. 2003 – Juin 2003 : Stage au sein de la société Flotec Informatique (Saint-Maur, Indre), assemblage et configuration logicielle d'ordinateurs pour les particuliers et les entreprises
- Sept. 2002 – Déc. 2002 : Stage en tant qu'ingénieur de recherche au sein de la société Mead Engineering Europe (Déols, Indre), réalisation de logiciels (en Java) de simulation et d'aide au réglage et à la maintenance de chaînes de productions (machines d'emballage)
- Juin 2000 : Stage ouvrier (un mois) au sein de la société Gond-Fortec (Châteauroux, Indre), programmation en Pascal Objet (Delphi) d'une interface avec un serveur OPC (Standard OLE for Process Control) pour la supervision d'automates programmables industriels (API) via des bus de terrain hétérogènes
- Mars 1999 – Juin 1999 : Stage de fin d'étude de DUT (10 semaines) au sein de la société Gond-Fortec, programmation en Pascal Objet (Delphi) d'un logiciel de supervision d'une installation de traitement de déchets par thermolyse

1.2. Production scientifique

L'ensemble de mes publications et communications est constitué de :

- 4 livres publiés en français et en anglais aux éditions ISTE (ISTE-Elsevier pour les versions anglaises) + 1 à paraître chez le même éditeur ;
- 11 articles en revues internationales (avec comité de lecture) + 1 en cours de soumission (pour lequel une première relecture a été effectuée) ;

- 2 articles en revues nationales (avec comité de lecture) à vocation « recherche »
- 1 demande de brevet en cours (avec Renault) ;
- 6 chapitres d'ouvrages collectifs publiés en français et en anglais aux éditions Hermès (ISTE-Wiley pour les versions anglaises) ;
- 1 article dans une revue nationale à caractère pédagogique (Revue 3eI) ;
- 2 conférences invitées (Université Catholique de Louvain et CISTEM'2014) ;
- 25 conférences internationales ;
- 7 conférences nationales.

Toutes ces catégories sont détaillées dans les paragraphes suivants et les différentes publications et communications *sont présentées de la plus récente à la plus ancienne.*

1.2.1. Ouvrages

1.2.1.1. En français

- [O4] *Electronique de puissance pour l'industrie et les transports – compatibilité électromagnétique*, Volume 4, Nicolas Patin, Editions ISTE, 2014.
- [O3] *Electronique de puissance pour l'industrie et les transports – alimentations à découpage*, Volume 3, Nicolas Patin, Editions ISTE, 2014.
- [O2] *Electronique de puissance pour l'industrie et les transports – les convertisseurs de puissance et leur commande*, Volume 2, Nicolas Patin, Editions ISTE, 2014.
- [O1] *Electronique de puissance pour l'industrie et les transports – méthodologies de synthèse de convertisseurs et technologie des composants*, Volume 1, Nicolas Patin, Editions ISTE, 2014.

Un autre volume est en cours de préparation chez l'éditeur :

- [O5] *Electronique de puissance pour l'industrie et les transports – circuits de mesure, protections et stockage d'énergie*, Volume 5, Nicolas Patin, à paraître.

1.2.1.2. En anglais

Il s'agit des versions anglaises des volumes présentés dans le paragraphe précédent.

- [O4b] *Power Electronics applied to Industrial Systems and Transports, Electromagnetic compatibility*, Volume 4, Nicolas Patin, ISTE-Elsevier, 2015.
- [O3b] *Power Electronics applied to Industrial Systems and Transports, Switching Power Supplies*, Nicolas Patin, ISTE-Elsevier, 2015.
- [O2b] *Power Electronics applied to Industrial Systems and Transports, Power Converters and their Control*, Volume 2, Nicolas Patin, ISTE-Elsevier, 2015.
- [O1b] *Power Electronics applied to Industrial Systems and Transports, Synthetic Methodology to Converters and Components Technology*, Volume 1, Nicolas Patin, ISTE-Elsevier, 2015.

1.2.2. Articles de revues internationales

- [ACLI12] *Ageing behaviour of Aluminum Electrolytic Capacitors - Thermal and electrical study - New modelization*, R. Cousseau, N. Patin, E. Monmasson, L. Idkhajine - EPE Journal, selected paper from SGE'2014, under review (2nd review).
- [ACLI11] *Improved electrical model of aluminum electrolytic capacitor with anomalous diffusion for health monitoring*, R. Cousseau, N. Patin, C. Forgez, E. Monmasson, L. Idkhajine, T. D. Nguyen - Mathematics and Computers in Simulations, accepté le 20/08/2015, à paraître.
- [ACLI10] *PWM strategies dedicated to three-phase two-levels VSI and their impact on AC drives - A review*, N. Patin, R. Cousseau, N. Rouhana, T. D. Nguyen - European Journal of Electrical Engineering, accepté le 2/06/2015, à paraître.
- [ACLI9] *Power operating domain of a cascaded doubly fed induction machine*, M. El Achkar, R. Mbayed, G. Salloum, N. Patin, S. Le Ballois, E. Monmasson, Mathematics and Computers in Simulation, accepté le 4/03/2015, à paraître.
- [ACLI8] *Extended Double Carrier PWM Strategy Dedicated to RMS Current Reduction in DC Link Capacitors of Three-Phase Inverters*, - T. D. Nguyen, N. Patin, G. Friedrich, - IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 29, No. 1, pp. 396-406, January 2014.
- [ACLI7] *A Direct Digital Technique Implementation of General Discontinuous Pulse Width Modulation Strategy*, T. D. Nguyen, J. Hobraiche, N. Patin, G. Friedrich, J.-P. Vilain, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Volume 58 , No. 9, pp 4445 – 4454, Sept. 2011.
- [ACLI6] *Modeling and Control of a Cascaded Doubly-Fed Induction Generator based on Dynamical Equivalent Circuits*, N. Patin, E. Monmasson, J.-P. Louis, Mathematics and Computers in Simulation, Vol 81, No. 2, pp 225-238, Octobre 2010.
- [ACLI5] *A New PWM Strategy to Reduce the Inverter Input Current Ripples*, J. Hobraiche, J.-P. Vilain, P. Macret, N. Patin, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 24, No. 1, Jan. 2009.
- [ACLI4] *Control of a Hybrid Excitation Synchronous Generator for Aircraft Applications*, N. Patin, L. Vido, E. Monmasson, J.-P. Louis, M. Gabsi, M. Lécivain, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 55, No. 10, pp. 3772-3783, Oct. 2008.
- [ACLI3] *"FPGA-Based Predictive Current Controller for Synchronous Machine Drive - A Review"*, W. Naouar, E. Monmasson, A. A. Naassani, I. Slama-Belkhodja, N. Patin, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.54, no. 4, pp.1907-1925, Août 2007.
- [ACLI2] *Control of a stand-alone variable speed constant frequency generator based on a doubly-fed induction generator*, N. Patin, E. Monmasson, J.-P. Louis - EPE Journal, Vol. 16, No. 4, pp. 37-43, Déc. 2006.
- [ACLI1] *Control of a cascaded doubly-fed induction generator supplying linear and nonlinear loads on isolated grid*, N. Patin, E. Monmasson, J.-P. Louis, Revue Electromotion, Vol. 13, No. 1, pp 99-104, ISSN 1223-057X, Janv.-Mars 2006 (article présenté à la conférence Electromotion'2005 - CD-ROM, 27-29 sept. 2005, Lausanne, Suisse).

1.2.3. Brevet

- [B1] *Procédé de compensation des effets non linéaires dus aux temps morts pour application d'entraînement à vitesse variable*, Najib Rouhana, Edouard, Nègre, Serge Loudot, Nicolas Patin, Dépôt en cours par l'entreprise Renault SAS, 2015.

1.2.4. Articles de revues nationales à comité de lecture et à vocation recherche

- [ACLN2] *Architectures de générateurs pour réseaux de bord d'avions*, N. Patin, E. Monmasson, J.-P. Louis, L. Vido, *Revue Internationale de Génie Electrique*, numéro spécial "Avion plus électrique", vol. 10, n°3-4, pp.343-372, mai 2007.
- [ACLN1] *Schémas dynamiques phasoriels – un formalisme graphique pour la synthèse de commandes de générateurs électriques*, N. Patin, E. Monmasson, J.-P. Louis, L. Vido, *Revue Internationale de Génie Electrique*, Vol. 10, No. 1-2/2007, pp. 27-53.

1.2.5. Chapitres d'ouvrages collectifs

1.2.5.1. En français

- [CO6] *Machine synchrone et commandes prédictives tolérantes aux défauts de l'onduleur*, Caroline Doc, Vincent Lanfranchi, Nicolas Patin, in "Commandes classiques et avancées des actionneurs synchrones", Sous la direction de J.-P. Louis - Chapitre 7, *Traité EGEM*, Hermès, 2010.
- [CO5] *Machines synchrones à double excitation*, Nicolas Patin, Lionel Vido, in "Commande d'actionneurs synchrones et spéciaux", Sous la direction de J.-P. Louis, Chapitre 6, *Traité EGEM*, Hermès, 2011.
- [CO4] *MLI stochastiques*, Nicolas Patin, Vincent Lanfranchi, in «Commande rapprochée de convertisseurs», Sous la direction d'E. Monmasson, *Traité EGEM*, Hermès, Chapitre 6.
- [CO3] *MLI précalculées et optimisées*, Vincent Lanfranchi, Nicolas Patin, Daniel Dépernet, in «Commande rapprochée de convertisseurs», Sous la direction d'E. Monmasson, *Traité EGEM*, Hermès, Chapitre 4.
- [CO2] *Surmodulation dans les onduleurs de tension triphasés*, Nicolas Patin, Eric Monmasson, in «Commande rapprochée de convertisseurs», Sous la direction d'E. Monmasson, *Traité EGEM*, Hermès, Chapitre 3.
- [CO1] *Stratégies de modulation vectorielle*, Nicolas Patin, Vincent Lanfranchi, in «Commande rapprochée de convertisseurs», Sous la direction d'E. Monmasson, *Traité EGEM*, Hermès, Chapitre 2.

1.2.5.2. En anglais

Il s'agit des traductions des chapitres du paragraphe précédent.

- [CO6b] *Synchronous Machine and Inverter Fault Tolerant Predictive Controls*, Caroline Doc, Vincent Lanfranchi, Nicolas Patin - in "Control of Synchronous Motors" - Sous la direction de J.-P. Louis - Chapitre 7, Editions Wiley ISTE, 2011.
- [CO5b] *Hybrid Excitation Synchronous Machines*, Nicolas Patin, Lionel Vido, dans "Control of Non-Conventional Synchronous Motors", Sous la direction de Jean-Paul Louis, Chapitre 6, Editions Wiley-ISTE, 2012.
- [CO4b] *Stochastic modulation strategies*, Nicolas Patin, Vincent Lanfranchi, in "Power electronic converter, PWM progress and current control techniques ", Sous la direction de E. Monmasson, Chapitre 6, Editions Wiley-ISTE, Mars 2011.
- [CO3b] *Computed and optimized pulse width modulation strategies*, Vincent Lanfranchi, Nicolas Patin, Daniel Dépernet, in "Power electronic converter, PWM progress and current control techniques " - Sous la direction de E. Monmasson - Chapitre 4, Editions Wiley-ISTE, Mars 2011.
- [CO2b] *Overmodulation of three-phase inverters*, Nicolas Patin, Eric Monmasson, in "Power electronic converter, PWM progress and current control techniques " - Sous la direction de E. Monmasson - Chapitre 3, Editions Wiley-ISTE, Mars 2011.
- [CO1b] *Space vector Modulation strategies*, Nicolas Patin, Vincent Lanfranchi, in "Power electronic converter, PWM progress and current control techniques " - Sous la direction de E. Monmasson - Chapitre 2, Editions Wiley-ISTE, Mars 2011.

1.2.6. Article de revue nationale à caractère pédagogique

- [AP1] *Sustentation magnétique, modélisation et commande*, Nicolas Patin, Revue 3EI, No. 42, Septembre 2005, pp. 59-73.

Un deuxième article est envisagé pour la présentation des bras de pont modulaires qui sont présentés dans la section 2.2.5.

1.2.7. Conférences invitées

- [CINV2] N. Patin, R. Cousseau, *Ageing test bench for electrolytic capacitors in the context of electric vehicles – Electrical and thermal modeling from real-time identification viewpoint*, Conférence Internationale en Sciences et Technologies Electriques au Maghreb (CISTEM), Tunis, Tunisie, 03-06 Novembre 2014.
- [CINV1] N. Patin, *Contrôle MLI des onduleurs : les stratégies et leur impact sur le convertisseur et son environnement – Applications à énergie embarquée*, Journée d'étude "Power Electronics : Enabling technology" du GREPES, Ecole Polytechnique de Louvain de l'Université Catholique de Louvain La Neuve, Belgique, 21 mars 2014.

1.2.8. Conférences internationales

- [CI25] *Modeling and control of a stand alone Cascaded Doubly-Fed Induction Generator supplying an isolated load*, Maria El Achkar, Georges Salloum, Rita Mbayed, Nicolas Patin,

Sandrine Le Ballois et Eric Monmasson, Conférence EPE ECCE 2015, 8-10 septembre 2015, Genève, Suisse.

- [CI24] *Analysis of DC-Link Current Harmonics for Unconventional PWM Strategies – Application of the Double Fourier Integral Method*, Najib Rouhana, Nicolas Patin, Guy Friedrich, Serge Loudot et Edouard Negre, Conférence EPE ECCE 2015, 8-10 septembre 2015, Genève, Suisse.
- [CI23] *Impact of a non-conventional PWM Strategy on the DC Link Film Capacitor Sizing*, Najib Rouhana, Nicolas Patin, Guy Friedrich, Serge Loudot et Edouard Negre, Conférence EPE ECCE 2015, 8-10 septembre 2015, Genève, Suisse.
- [CI22] *New Voltage Sensorless Approach for Maximum Constant Power Tracking of WECS Based on a Cascaded DFIG*, M. El Achkar, R. Mbayed, G. Salloum, S. Le Ballois, N. Patin, and E. Monmasson, Conférence IECON 2014, 40th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics, Dallas, USA, 29 Oct. - 01 Nov., 2014.
- [CI21] *Power capability study of a Cascaded Doubly Fed Induction Machine*, M. El Achkar, R. Mbayed, G. Salloum, N. Patin, S. Le Ballois and E. Monmasson, Conférence ELEC-TRIMACS 2014, 11th International Conference on Modeling and Simulation of Electric Machines, Converters and Systems, Valencia, Spain, May 19-22, 2014.
- [CI20] *Advanced Electric Model of Aluminium Electrolytic Capacitor with Diffusive Element*, R. Cousseau, N. Patin, E. Monmasson, L. Idkhajine, Conférence ELECTRIMACS 2014, 11th International Conference on Modeling and Simulation of Electric Machines, Converters and Systems, Valencia, Spain, May 19-22, 2014.
- [CI19] *New approach for maximum power tracking of a variable speed WT at constant power generation, under normal grid conditions*, M. El Achkar, R. Mbayed, G. Salloum, S. Leballois, N. Patin, E. Monmasson, Conférence MELECON 2014, 17th IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference, Beirut, Lebanon, April 13-16, 2014.
- [CI18] *A Methodology for Studying Aluminium Electrolytic Capacitors Wear-out in Automotive Cases*, R. Cousseau, N. Patin, E. Monmasson, L. Idkhajine, Conférence EPE'13 ECCE Europe, 15th European Conference on Power Electronics, Lille, France, 3-5 September 2013.
- [CI17] *Toward an optimal Heisenberg's closed-loop gate drive for Power MOSFETs*, Nicolas Patin, Maria Lluís Viñals, 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society (IECON2012), Montréal, Canada, October 25-28, 2012.
- [CI16] *PWM Strategy dedicated to the reduction of DC bus capacitor stress in embedded three phase inverter*, T.D. Nguyen, N. Patin, G. Friedrich, IEEE VPPC 2011, Chicago (Illinois, USA), 6-9 septembre 2011.
- [CI15] *A PWM strategy dedicated to RMS current reduction in DC link capacitor of an embedded three phase inverter*, T.D. Nguyen, N. Patin, G. Friedrich, 14th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE 2011), Birminghamb (UK), 30 août - 1^{er} septembre 2011.

- [CI14] *Semi-analytical Simulation of an Embedded PWM Inverter Dedicated to Automotive Applications*, N. Patin, T.D. Nguyen, G. Friedrich, ELECTRIMACS2011, Cergy-Pontoise, France, 6-8 Juin 2011.
- [CI13] *Analysis on DC link filtering capacitor stress of an inverter for embedded systems*, T.D. Nguyen, N. Patin, G. Friedrich, Automotive Power Electronics, Montigny Le Bretonneux, France, 6-7 April 2011.
- [CI12] *Control Strategies and Inverter Topologies for Stabilization of DC Grids in Embedded Systems*, N. Patin, T. D. Nguyen, G. Friedrich, 13th European Conference on Power Electronics and Applications EPE'2009, Barcelone, Espagne, 8-10 septembre 2009.
- [CI11] *A New Predictive Control Strategy Dedicated to Salient Pole Synchronous Machines*, Nicolas Patin, ICEM'08, Vilamoura, Portugal, Septembre 2008.
- [CI10] *Modelling and Control of a Cascaded Doubly-Fed Induction Generator based on a Dynamical Equivalent Circuits*, N. Patin, E. Monmasson, J.-P. Louis, ELECTRIMACS'08, Québec, Canada, 8-11 juin 2008.
- [CI9] *FPGA-based controller of a helicopter starter/generator*, Nicolas Patin, Eric Monmasson, Jean-Paul Louis, Jean-Yves Midy, PCIM'07, Nuremberg, Allemagne, Mai 2007.
- [CI8] *Fault Tolerant Control using a Hybrid Predictive Strategy applied to a Current Controlled Four-Legged Three-Phase Converter*, Nicolas Patin, Eric Monmasson, Jean-Paul Louis, in Proc. IET Colloquium on Reliability in Electromagnetic Systems 2007, CD-ROM, 24-25 Mai 2007, Clichy, France.
- [CI7] *Sliding mode control of a doubly-fed induction generator*, Nicolas Patin, Ahmad Ammar Naassani, Eric Monmasson, Jean-Paul Louis, EPE'2007 Conference, CD-ROM, Aalborg, Danemark, 2-5 Sept. 2007.
- [CI6] *Control of a DC generator based on a Hybrid Excitation Synchronous Machine connected to a PWM rectifier*, Nicolas Patin, Lionel Vido, Eric Monmasson, Jean-Paul Louis, IEEE Conference ISIE'06 - 9-13 Juil. 2006, Montréal, Canada, Proc. CD-ROM
- [CI5] *Graphical representation of electrical generators using dynamical equivalent circuits*, Nicolas Patin, Eric Monmasson, Jean-Paul Louis, IEEE Conference IECON'06, Nov. 2006, Paris, France, Proc. CD-ROM.
- [CI4] *Predictive control of a doubly-fed induction generator connected to an isolated grid*, Nicolas Patin, Eric Monmasson, Jean-Paul Louis, IEEE Conference IECON'06, Nov. 2006, Paris, France, Proc. CD-ROM.
- [CI3] *Cascaded doubly-fed induction generator - State-space modelling and Performance analysis*, Nicolas Patin, Jean-Paul Louis, Eric Monmasson, Electrimacs 2005, 17-20 avril 2005, Hammamet, Tunisie, Proc. CD-ROM.
- [CI2] *Analysis and control of a cascaded doubly-fed induction generator*, Nicolas Patin, Eric Monmasson, Jean-Paul Louis, IEEE Conference IECON'05 - 6-10 Nov. 2005, Raleigh, North Carolina, USA, Proc. CD-ROM.

- [CI1] *Active Filtering applied to a doubly-fed induction generator supplying nonlinear loads on isolated grid*, Nicolas Patin, Eric Monmasson, Jean-Paul Louis, Dejan Vasic, EPE 2005, 14-17 sept. 2005, Dresde, Allemagne.

1.2.9. Conférences nationales

- [CN7] *Modélisation électrique et thermique des condensateurs électrolytiques en vue de l'analyse de leur vieillissement dans un contexte de traction électrique*, Nicolas Patin, Romain Cousseau, Eric Monmasson, Lahoucine Idkhajine, Christophe Forgez, SGE 2014, Cachan, France, 08-10 Juillet, 2014.
- [CN6] *Analyse des sollicitations sur les condensateurs de filtrage du bus continu d'onduleur pour applications embarquées en fonction de la stratégie de modulation*. T.D. Nguyen, N. Patin, G. Friedrich, EPF Electronique de Puissance du Futur, Saint-Nazaire, France, 30 Juin au 2 Juillet 2010.
- [CN5] *Analyse des sollicitations sur les condensateurs de filtrage du bus continu d'onduleur pour applications embarquées*. T.D. Nguyen, N. Patin, G. Friedrich - Workshop 2emc 2010, Rouen, France, 18-19 novembre 2010.
- [CN4] *Impact des stratégies de contrôle et des topologies d'onduleur sur la stabilisation du bus continu dans les systèmes embarqués*, N. Patin, T. D. Nguyen, G. Friedrich - Conférence Electrotechnique du Futur EF'2009, Compiègne, 24-25 septembre 2009.
- [CN3] *Commande Prédictive Hybride d'une Génératrice Asynchrone à Double Alimentation*, Nicolas Patin, Eric Monmasson, Jean-Paul Louis, Electrotechnique du Futur, EF'2007, Toulouse, France, 6-7 Sept. 2007.
- [CN2] *Commande d'un générateur basé sur une cascade de deux machines asynchrones à double alimentation connecté à un réseau isolé à charges linéaires et non-linéaires*, Nicolas Patin, Eric Monmasson, Jean-Paul Louis, Lionel Vido, Electrotechnique du Futur, EF'2005 - 14-15 sept. 2005, Grenoble, France, Proc. CD-ROM.
- [CN1] *Filtrage actif appliqué à une machine asynchrone à double alimentation sur réseau autonome*, Nicolas Patin, JCGE 2005, 5-7 Juin 2005, Montpellier, France, Actes de la conférence, pp. 171-177.

1.3. Encadrements

1.3.1. Co-directions de doctorants

- The Dung Nguyen, taux d'encadrement : 50% (avec Guy Friedrich), Bourse MENR et monitorat, Thèse intitulée « Etude de stratégies de modulation de convertisseurs statiques dédiés à la réduction des perturbations conduites en environnement embarqué. », UTC, soutenue le 30 novembre 2011, Poste actuel : Ingénieur de recherche, Valeo Engine and Electrical Systems.

- Romain Cousseau, taux d'encadrement : 70% (avec Eric Monmasson), Financement ANR JCJC 2012 – Projet COPTON, thèse intitulée « Etude du vieillissement et monitoring de condensateurs aluminium électrolytique pour des applications de traction de véhicules électriques, UTC, soutenance le 16 novembre 2015.
- Najib Rouhana, taux d'encadrement : 50% (avec Guy Friedrich), Bourse CIFRE, Renault, thèse intitulée « Contribution à la réduction des composants passifs dans les convertisseurs électroniques de puissance embarqué », UTC, soutenance prévue en 2017.

1.3.2. Stagiaires Master

- Danlu Xu, Stage de recherche, Master 2 IST, Université Paris-Sud, *Comparaison d'implantation de stratégies MLI sur DSP et FPGA*, Mars-Juin 2011, situation après le stage : ingénieur Alstom en Chine.
- Maria Lluís Vinyals, Projet de fin d'étude, Master, Université polytechnique de Catalogne, Barcelone, *Conception d'un bras de pont intégrant sa commande rapprochée sur circuit imprimé IMS et d'un circuit d'acquisition analogique-numérique isolé*, Sept. 2011-Février 2012, poste actuel : Manager produits en Espagne (société Grovisa).
- Jawad Khoury, Stage de recherche, *Implantation sur FPGA de commandes MLI pour onduleur triphasé pour la réduction des sollicitations du bus Continu en environnement embarqué*, Université Libanaise, Co-encadrement avec Eric Monmasson à l'université de Cergy-Pontoise, Mars-Juillet 2012, situation actuelle : thèse de doctorat à l'Université de Cergy-Pontoise.
- Nancy Choueiry, Stage de recherche, *Analyse des perturbations en tension d'un bus continu pour de faibles capacités de découplage*, Mars-Juillet 2012, situation après le stage : retour au Liban.
- Ons Ghiliss, Projet de fin d'étude, *Conception d'une carte d'interface entre un banc d'onduleur et une carte Armadeus (Processeur ARM Cortex A8 + FPGA Xilinx Spartan 6)*, Mars-Juin 2013, situation après le stage : poursuite d'études en Master Qualité à l'UTC.

1.3.3. Autres stagiaires (Bac + 2)

- Thibaut Aubry, Stage de DUT 2^{ème} année, Réalisation d'une interface (en Java) pour un outil de simulation de convertisseur électronique de puissance et de son environnement, Mars-Juin 2010, situation actuelle : ingénieur à la SNCF.
- Edmur Lopes : Stage de DUT 2^{ème} année, Réalisation de fonctions-clés d'un bras de pont IGBT pour un convertisseur électronique de puissance modulaire avec sa commande rapprochée et éloignée, Mars-Juin 2015, situation actuelle : poursuite d'études à Polytech'Lille.

1.4. Activités collectives

1.4.1. Enseignement

Parmi les activités administratives en lien avec l'enseignement que j'ai eu à mener, on peut distinguer deux catégories :

1. Les activités administratives communes à tous les enseignants-chercheurs en rapport avec l'enseignement sont :
 - a) Suivi d'étudiants conseillés (participation aux jurys de suivi, conseil sur les choix d'UV, informations sur les règles d'obtention du diplôme, etc.) : de dix à quinze en permanence ;
 - b) Suivi d'étudiants en stage (TN09) ou en projet de fin d'étude (TN10) : de 3 à 7 par semestre.
2. Les activités spécifiques à la responsabilité de d'UV :
 - a) Répartition et coordination des enseignements entre plusieurs enseignants ;
 - b) Relations avec la direction des moyens d'enseignement pour l'organisation des partiels (réservation de salles) ;
 - c) Relation avec l'imprimerie (et la bibliothèque) pour l'impression des polycopiés (Cours, TD et TP) mais aussi des sujets d'examens.

En ce qui me concerne, j'ai eu la responsabilité depuis le printemps 2011 d'une UV de branche et même plus précisément de filière axée sur l'électronique de puissance (MC07). Il s'agit d'une UV à destination d'étudiants du département Génie Mécanique qui ont choisi la filière MARS (GM04 ou GM05 en semestre décalé) enseignée aux semestres de printemps qui compte en moyenne une trentaine d'étudiants (groupe de TD unique – un peu chargé – et généralement 3 groupes de TP). L'enseignement de cette UV se répartit entre Guy Friedrich et moi-même tant en cours, TD que TP. Aucun doctorant n'intervient dans cette UV étant donné le risque de casse de matériel et le temps requis pour correctement préparer les TP qui se prête mal à la participation de « contrats 1/6 », de vacataires ou précédemment de moniteurs.

Depuis septembre 2014, j'ai également pris la responsabilité d'une demi-UV de tronc commun de physique focalisée sur l'électricité (PS94). En terme de gestion administrative, le travail est identique à celui d'une UV complète bien qu'elle se concentre sur un demi-semestre : en effet, il est nécessaire d'organiser une équipe d'enseignants en cours, TD et TP mais cette dernière charge est partagée avec le responsable de la plateforme de TP. Le travail d'organisation est plus contraignant que pour MC07 puisque les effectifs sont en moyenne de 150 étudiants sachant qu'à l'automne, ils viennent juste de passer le baccalauréat et découvrent par conséquent l'UTC durant ce semestre. En effet, cette UV est souvent choisie en 1^{er} ou 2^{ème} semestre de tronc commun (donc à bac+1). Le cours est réalisé dans un amphithéâtre unique (un seul cours hebdomadaire) tandis que 6 à 7 séances de TD sont organisées par semaine : la synchronisation des groupes nécessite donc une communication régulière avec les chargés de TD pour non seulement tenir le programme mais aussi s'informer des difficultés rencontrées par les étudiants et tenir les intervenants au courant de l'avancement du cours.

1.4.2. Recherche

En ce qui concerne les activités administratives en lien avec la recherche, mise à part la gestion au quotidien de projets de recherche (cf. section 3), je suis membre du comité scientifique de la BUTC et je représente donc le laboratoire d'électromécanique pour les réunions annuelles faisant le bilan des dépenses associées aux abonnements aux revues scientifiques de l'année en cours, les prévisions des coûts pour l'année suivante et le cas échéant le non-renouvellement de certains abonnements ou la souscription à de nouvelles revues. Initialement, le travail consistait aussi à distribuer au niveau du laboratoire les numéros des différentes revues mais cette tâche a depuis quasiment disparu avec les versions numériques des revues (IEEE et IET via IEEE Xplore) auxquelles est abonnée l'UTC (de même qu'à Science Direct pour les revues Elsevier).

Dans le cadre de conférences (nationales ou internationales), j'ai eu l'occasion d'être chairman de sessions orales ou « poster » (JCGE'08, EPE'2011, JCGE'2013, EPE'2013, Electrimacs'2014). Dans le cas d'Electrimacs'2014, il s'agissait d'une session spéciale que j'avais organisée et intitulée « *Modeling, Monitoring and Mitigation of Ageing in Industrial Systems* ».

Au niveau national, je suis membre du comité scientifique de la conférence JCGE (Jeunes Chercheurs en Génie Electrique) depuis 2009, année durant laquelle cette manifestation a été organisée à l'UTC et dont j'ai été le co-organisateur principal. Au niveau international et dans le même cadre, je suis membre du comité scientifique de la conférence internationale Electrimacs depuis 2014.

Je suis en outre *Senior Member* de l'IEEE depuis 2012 et j'ai effectué de nombreux reviewings pour des conférences mais aussi des revues de l'IEEE (Transactions on Industrial Electronics et Transactions on Power Electronics), pour MATCOM (Mathematics and Computers in Simulation) ou encore pour EJEE – European Journal of Electrical Engineering (anciennement la RIGE – Revue Internationale de Génie Electrique).

J'ai eu également la charge d'un reviewing auprès de l'ANRT en 2013/2014 d'un dossier de candidature pour une thèse CIFRE en électronique de puissance entre le laboratoire SATIE et un constructeur automobile.

1.4.3. Recrutements

J'ai participé à 3 comités de sélection de maîtres de conférences :

- A l'université de Cergy-Pontoise en 2011 ;
- Au Conservatoire National des Arts et Métiers en 2012 ;
- A l'université de Lille 1 en 2015.

1.5. Projets de recherche et collaboration industrielle

Mes activités de recherche, qui sont développées dans la partie « Mémoire scientifique » de ce document, ont été possibles grâce à un certain nombre de financements et projets auxquels j'ai participé (regroupés dans le tableau 1.1).

Le premier d'entre-eux est le projet POLUBUS qui est en fait un abondement (30k€) accordé au LEC en 2008 par l'institut Carnot TIE de l'UTC (2006–2011) et qui a pour l'essentiel permis de financer des missions, un stagiaire (Thibaut Aubry) et du matériel dans le cadre de la thèse de The Dung Nguyen.

Ensuite, j'ai obtenu en 2010 un financement (7,5k€) interne au GdR SEEDS (Systèmes d'Energie Electrique dans leur Dimension Sociétale) pour un projet intitulé CISMO (pour Comparaison d'Implémentation de Stratégies de MODulations), dont j'étais le porteur, et qui a permis d'initier des travaux communs avec le laboratoire SATIE (et plus particulièrement Eric Monmasson et Lahoucine Idkhajine) sur l'implantation de stratégies MLI sur FPGA en comparaison avec les implantations classiques jusqu'alors au LEC sur DSP spécialisés dans la commande d'associations convertisseurs/machines électriques (par exemple le DSP Texas Instruments TMS320F2812).

Dans la continuité de ce projet et des travaux avec The Dung Nguyen, j'ai proposé un projet intitulé COPTON (pour Commande OPTimale d'ONDuleur) à l'ANR dans le cadre du programme Jeunes Chercheurs Jeunes Chercheuses 2012. Ce projet, dont je suis donc le porteur, a été accepté (pour un montant de 150k€) et a permis de financer la thèse de Romain Cousseau à partir d'octobre 2012. Ce projet est encore actuellement en cours jusqu'en 2016 et devrait permettre de financer encore un stage de Master pour finaliser de développement de stratégies MLI prenant en compte l'expérience acquise sur le vieillissement des condensateurs tout au long du projet.

En parallèle de la thèse de Romain Cousseau, une thèse en partenariat avec Renault a débuté en avril 2014 sur l'application de stratégies MLI sur un onduleur pour véhicule électrique ou hybride dans le contexte d'une utilisation de condensateurs non-polarisés (*i.e.* de type « film »). Ce contexte, assez différent, nous a conduit à nous intéresser à des phénomènes de distorsion à basse fréquence dans les convertisseurs (impact des temps morts) et à donné lieu à la rédaction d'un mémoire brevet (dont le dépôt est en cours de préparation). Cette thèse étant financée dans le cadre d'une convention CIFRE, elle fait l'objet d'un contrat d'accompagnement dont le montant s'élève sur 3 ans à 60k€.

1.6. Collaboration internationale

Comme cela est indiqué dans l'introduction du mémoire scientifique, mes activités de recherche actuelles constituent une conversion thématique vis-à-vis de mes activités de thèse. J'ai néanmoins continué à collaborer avec Eric Monmasson dans la continuité de mon sujet de thèse. Ce travail se traduit en particulier par une collaboration avec Georges Salloum et Rita Mbayed de l'Université Libanaise au travers de la thèse de Maria El Achkar sur la commande de générateurs de type « Cascade de Machines Asynchrones à Double Alimentation ». Même si ce travail n'est pas développé dans le mémoire scientifique, il a donné lieu à l'heure actuelle à la production d'un article de revue internationale [ACLI9] ainsi qu'à quatre articles de conférences [CI19,21,23,25] internationales depuis 2014.

Intitulé	Financier	Dates	Montant	Statut personnel	Notes
POLUBUS	Institut Carnot TIE	2008–2011	30k€	Participant	financement partiel de la thèse de T. D. Nguyen (instruments de mesure, stagiaire, missions)
CISMO	GdR CNRS SEEDS	2010–2011	7,5k€	Porteur	financement de cartes de développement FPGA et d'un stage Master (D. Xu, 2012)
COPTON	ANR (Programme JCJC 2012)	2012–2016	150k€	Porteur	contrat de thèse (R. Cousseau), équipement, fonctionnement, missions
Contrat Renault DR14116	Contrat d'accompagnement CIFRE	2014–2017	60k€	Participant	accompagnement (équipement, fonctionnement, stages, missions)

TABLE 1.1. – Projets, contrats et financements

Chapitre 2.

Activités pédagogiques

2.1. Charge d'enseignement

2.1.1. Avant la thèse

2.1.1.1. Stages pédagogiques

Avant de débiter ma thèse, j'ai eu à plusieurs reprises l'occasion de participer à des enseignements. Tout d'abord, j'ai effectué deux stages pédagogiques longs (à ma demande) tout au long de mon année de maîtrise (2000 – 2001). Durant le premier semestre, j'ai assuré essentiellement l'encadrement de travaux pratiques d'automatique en 2^{ème} année de DUT GEII à l'IUT d'Evry à raison d'une séance par semaine. Il s'agissait de TP introductifs permettant de découvrir les techniques d'identification (en boucle ouverte ou en boucle fermée) de systèmes du 1^{er} et du 2^{ème} ordre par des essais indiciels ou harmoniques. A deux reprises, j'ai eu aussi à assurer un cours de logique avec l'étude de circuits combinatoires et séquentiels. Durant le second semestre, j'ai effectué un second stage à l'IUT de l'Indre au travers de cours, TD et TP d'électronique analogique. Dans les deux cas, ces stages représentaient un volume horaire d'une demi-journée par semaine.

2.1.1.2. Encadrement de projets

Durant mon année de congé pour convenance personnelle (2002 – 2003), j'ai participé à l'encadrement de projets de 2^{ème} année de DUT GEII à l'IUT de l'Indre sur la modélisation dynamique de la machine asynchrone et de son alimentation (MLI vectorielle) en vue de l'élaboration d'une maquette virtuelle (sous Matlab/Simulink) en complément d'une maquette réelle traitant de différentes méthodes de démarrage d'une machine asynchrone (démarrage direct, étoile/triangle, démarreur électronique, variateur).

2.1.1.3. Vacances durant le DEA

Des vacances m'ont été proposées durant mon année de DEA (2003 – 2004) à l'ENS Cachan en maîtrise et en préparation à l'agrégation. J'ai donc assuré 16h de TP d'électrotechnique et d'électronique de puissance (2 séances en maîtrise et 2 séances en préparation à l'agrégation).

2.1.2. Monitorat

Durant la première année de mon monitorat, bien qu’officiellement inscrit à l’IUT de Cachan, j’ai effectué ma charge d’enseignement à l’ENS suite à un échange de service avec un moniteur de l’ENS. J’ai donc, durant l’année 2004–2005, effectué la totalité de ma charge en encadrant des TP d’électrotechnique et d’électronique de puissance en maîtrise EEA et en préparation à l’agrégation (essentiellement en physique appliquée et ponctuellement en génie électrique).

Les deux années suivantes (de 2005 à 2007), j’ai par contre effectué ma charge d’enseignement en licence professionnelle Automatismes et Informatique Industrielle (AII) à l’IUT de Cachan avec des cours/TD/TP intégrés d’informatique industrielle traitant de la programmation, essentiellement en C, de microprocesseurs Motorola 32 bits Coldfire et de la prise en charge de circuits périphériques (ports parallèles et série notamment). Le public concerné par ces enseignements était des apprentis.

De manière générale, durant les 3 ans de monitorat, la charge d’enseignement équivalait à 64h équivalent TD. Les horaires effectifs devant les élèves étaient de toute façon très proches de cette valeur étant donné que la totalité des heures au département GEII 2 de l’IUT de Cachan étaient (en tout cas à cette époque) comptabilisées en « heures TD ».

2.1.3. Enseignant-chercheur

Depuis mon recrutement (en septembre 2007) à l’UTC, j’assure la majeure partie de ma charge d’enseignement en branche (Bac + 3 et au delà) dans des UV relevant de l’EEA :

- Electrotechnique au sens large en SY03 (Introduction aux systèmes d’entraînements électriques), incluant des bases de mécanique, d’électrotechnique, d’électronique de puissance, de choix de batteries et d’appareillage électrique en vue du dimensionnement d’une chaîne de traction (de préférence à énergie embarquée) ;
- Electronique analogique en EN21 (bases de l’électronique analogique : circuits en régime continu, transitoire ou permanent sinusoïdal, fonctions de transfert, amplificateurs opérationnels idéaux en linéaire et non-linéaire, diodes et transistors) ;
- Fonctions électroniques (analogiques) pour l’ingénieur en EN14 (filtres, fonctions analogiques de base, convertisseurs analogiques/numériques et numériques/analogiques, opto-électronique, interfaces de puissance, modulations/démodulations) ;
- Electronique de puissance en MC07 (topologies de convertisseurs, application à l’alimentation de machines électriques, commande rapprochée, MLI, thermique, etc.).

Du point de vue des types d’enseignements effectués, la répartition a été tout d’abord la suivante :

1. SY03 : TD, TP ;
2. EN21 : TD, TP, (un cours depuis 2014) ;
3. EN14 : Cours, TD, TP ;
4. MC07 : Tous les groupes de TP (soit 6 séances de 3h par groupe, avec 2 ou 3 groupes).

Il faut également noter que ces enseignements sont semestrialisés et que :

- je ne participe à EN21 qu'au semestre d'automne (bien que l'UV soit également enseignée au printemps) ;
- l'UV SY03 n'est enseignée que l'automne ;
- les UV EN14 et MC07 ne sont enseignées qu'au semestre de printemps.

A partir de ma deuxième année, j'ai également participé à des enseignements de tronc commun de physique, tout d'abord au travers de l'UV PS22 (semestre d'automne) qui regroupait des notions de mécanique, d'électricité et d'optique géométrique. Dans le cadre de cette UV, je n'intervenais qu'au niveau des TD. Par la suite, cette UV a été découpée en demi-UVs (c'est-à-dire sur 7 à 8 semaines) et je n'ai continué à y participer qu'au travers de la partie « électricité » (PS94), toujours avec l'encadrement de TD, car entre temps, j'ai repris pour moitié le cours de MC07. Je participe donc depuis plusieurs années à cette demi-UV en encadrant un groupe de TD et depuis septembre 2014, j'ai pris la responsabilité de cette demi-UV pour les semestres d'automne et j'assure alors les cours ainsi qu'une séance de TD hebdomadaire.

La description des enseignements auxquels je participe est effectuée aux paragraphes 2.1.4 et 2.1.5 tandis que mes contributions plus personnelles seront développées à la section 2.2. Dans le présent paragraphe, je me limiterai au décompte des heures effectuées pour mettre en lumière la surcharge en enseignement que nous subissons pour la plupart au laboratoire. Un récapitulatif des heures d'enseignement est présenté dans le tableau 2.1 et un graphe à la figure 2.1 présente les volumes horaires en comparaison du service théorique de 288 UTP (ce qui correspond à 192h équivalent TD qui est la base classiquement retenue dans les autres établissements) qui est le mode de calcul utilisé à l'UTC avec les règles suivantes :

- 1h de cours équivaut à 2,25 UTP ;
- 1h de TD équivaut à 1,5 UTP ;
- 1h de TP équivaut à 1,5 UTP¹.

Remarque 1 : Les heures placées dans la rubrique « Divers » correspond au suivi des stages/PFE, à la correction des rapports et aux visites éventuelles des stagiaires. J'y ai inclus également les heures d'encadrement de projets (TX à plusieurs reprises² et dans un cas un « Atelier Projet » AP51 sur un sujet à destination d'une entreprise). Il n'y a pas de répartition « Cours/TD/TP » car dans tous les cas, une telle classification est sans objet ici.

Remarque 2 : Les heures placées dans la rubrique formation continue ne sont pas non plus réparties entre cours, TD et TP mais cette fois, ces UTP correspondent à des cours. En l'occurrence, ces heures comptabilisées durant l'année 2011–2012 correspondent à une formation axée sur la mécatronique qui a été organisée pour la société Inergy (formation d'une trentaine d'ingénieurs).

Durant ces huit années, ma charge d'enseignement a fluctué de manière assez importante (avec un pic à 235% de la charge statutaire en 2011–2012) mais est restée en moyenne assez élevée (491 UTP soit 170% de la charge statutaire).

1. Cette règle est en vigueur depuis la réforme de 2010 alors qu'avant cette date, 1h de TP équivalait à 1 UTP.

2. Il s'agit de projets sur des sujets spécifiques, proposés par les enseignants.

Année	2007–2008	2008–2009	2009–2010	2010–2011	2011–2012	2012–2013	2013–2014	2014–2015
EN21	0/36/96	0/39/48	0/36/72	0/40,5/36	0/45/72	0/36/72	4,5/36/72	4,5/36/0
SY03	0/45/36	0/51/36	0/45/60	0/48/66	0/48/60	0/51/60	0/48/60	0/54/54
EN14	9,5/9,5/56	18/18/56	22,5/22,5/42	22,5/29,25/42	22,5/22,5/72	18/18/36	22,5/29,25/54	22,5/22,5/66
MC07	0/0/36	0/0/36	40,5/16,5/81	40,5/18/63	36/12/36	40,5/12/40,5	31,5/15/36	36/15/36
PS22	0/0/0	0/96/0	0	0	0	0	0	0
PS94	0	0	0/24/0	0/24/0	0/24/0	0/27/0	4,5/24/0	36/48/0
Divers (UTP)	30	40	40	20	64	54	57,25	40
Form. cont. (UTP)	0	0	0	0	148,5	0	0	0
Total (C/TD/TP)	9,5/90,5/224	18/204/176	63/144/255	63/179,75/207	207/151,5/180	58,5/144/208,5	63/152,25/222	99/175,5/156
Total UTP	354	438	512	469,75	677,5	515	494,5	470,5
Total en heures TD	236	292	341,33	313,17	451,67	343,33	329,67	313,67
Pourcentage de la charge	123 %	152 %	178 %	163 %	235 %	179 %	172 %	163 %

TABLE 2.1. – Charge d'enseignement (C/TD/TP comptés en UTP)

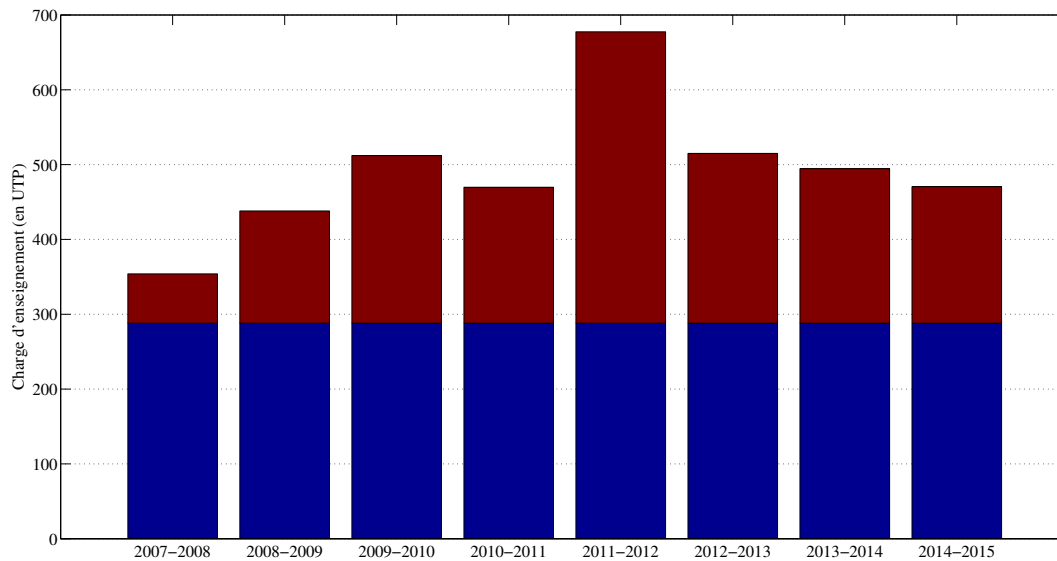


FIGURE 2.1. – Charge d'enseignement (en bleu : charge statutaire, en rouge : heures complémentaires)

A la figure 2.2, on peut voir à gauche la répartition des enseignements entre les cours, TD et TP (+ une catégorie « Autre »³) tandis qu'à droite est proposée une répartition entre les thématiques suivantes (**les heures de la rubrique « Divers » n'étant pas prises en compte**) :

- Electronique analogique (EN21, EN14) ;
- Electrotechnique et Electronique de Puissance – EEP (SY03, MC07) ;
- Physique (PS22, PS94).

2.1.4. Enseignements en branche

2.1.4.1. Contexte du département d'enseignement

Mes activités d'enseignement sont majoritairement consacrées aux étudiants de la branche « Génie Mécanique », c'est-à-dire d'élèves du cycle ingénieur (Bac+3 à Bac+5). Comme son nom l'indique, ce département forme des ingénieurs mécaniciens (au même titre que le département « Génie des Systèmes Mécaniques » de l'UTC). De ce fait, les étudiants du département ont majoritairement une formation initiale en mécanique en entrant à l'UTC (en particulier des DUT GMP – Génie Mécanique et Productique) mais certains d'entre-eux proviennent de formation « Génie Electrique » (DUT GEII) ou « Mesures Physiques » (DUT Mesures Physiques). D'autres sont issus du tronc commun ou encore de classes préparatoires aux grandes écoles (CPGE) et ont alors un profil plus généraliste. A l'intérieur de ce département, les membres du laboratoire (Laboratoire d'Electromécanique de Compiègne – LEC) interviennent sur les UV à vocation

³. correspondant à la rubrique « Divers » du tableau 2.1.

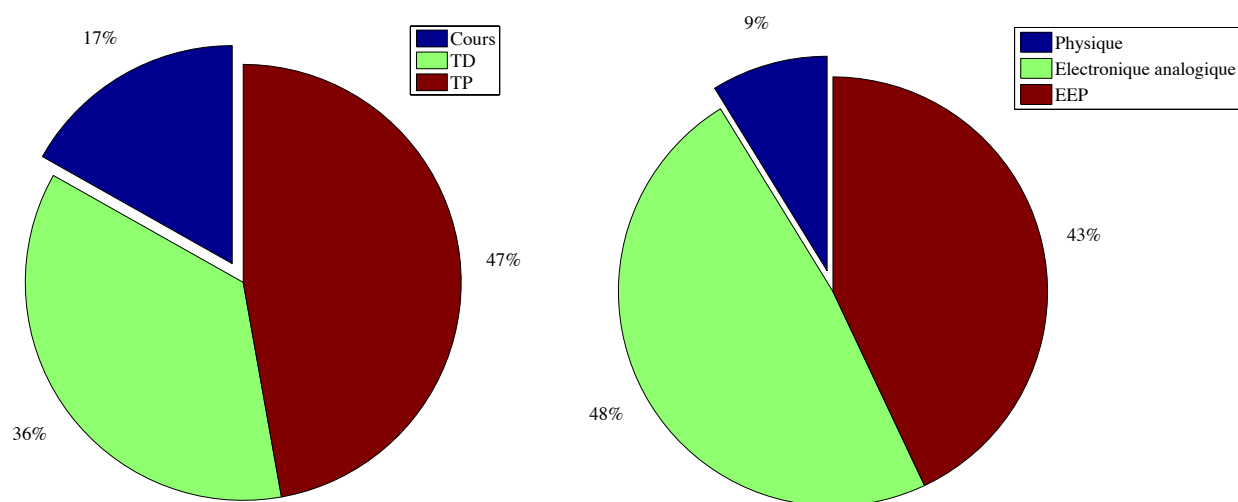


FIGURE 2.2. – Répartition des UTP entre cours, TD et TP (à gauche) et par thématique (à droite)

« Génie Electrique » et notamment pour la filière MARS (Mécatronique Actionneurs Robotique et Systèmes)⁴.

2.1.4.2. Enseignements au profil commun de branche

Comme je l'ai évoqué précédemment, j'effectue mes enseignements au sein du département génie mécanique. Ce département comporte cinq filières que les étudiants choisissent officiellement à la fin de leur troisième semestre du cycle ingénieur (c.-à-d. à la fin de leur stage TN09). Durant les deux premiers semestres, ils suivent donc des UV qui ne sont pas encore spécialisées dans un domaine particulier : on parle à l'UTC de profil commun de branche (PCB). J'interviens personnellement dans deux UV qui font partie de ce PCB :

- EN21 : Bases de l'électronique analogique ;
- SY03 : Introduction aux systèmes d'entraînements électriques.

Dans ces deux UV, j'ai participé aux TD et au TP dès mon arrivée en 2007. Depuis 2013, j'effectue maintenant un cours en EN21 sur la conception et la fabrication de cartes électroniques (CAO, Fabrication en laboratoire ou industrielle de circuits imprimé, types de packaging, placement et techniques de brasage des composants).

De manière générale, l'UV EN21 vise à fournir aux étudiants les outils nécessaires à l'analyse du fonctionnement d'un montage électronique analogique par les étudiants (en particulier les filtres, montages à amplificateurs opérationnels, diodes, transistors, oscillateurs. Elle n'est par contre que peu orientée vers la conception d'une fonction électronique : cet aspect est en fait clairement l'objet de l'UV EN14, suite logique de EN21 mais qui est spécifique à certaines filières.

En SY03, l'objectif est au contraire de donner des outils pour la conception d'un entraînement électrique. Elle reste néanmoins généraliste avec une approche « système » et permet à des étudiants qui ne se destinent pas à la filière « Mécatronique » (MARS) d'acquérir des notions sur les

4. Nous relevons d'ailleurs tous de la 63^{ème} section du CNU.

différents constituants d'une chaîne d'actionneur électrique. Le point de départ de l'UV, en cours comme en TD, est l'application (charge mécanique) à partir de laquelle on remonte progressivement vers la source d'alimentation électrique. Les travaux pratiques prennent, quant à eux, une forme assez particulière dans la mesure où les étudiants (travaillant en binôme) choisissent eux-mêmes un sujet d'application (par exemple le kart électrique) et définissent au départ un cahier des charges présentant les performances attendues (vitesse maximale, accélération, autonomie) et les contraintes (masse totale en charge notamment). Trois séances sont consacrées à la recherche de documentations (papier ou internet) de composants incluant la partie mécanique, le moteur, le convertisseur électronique de puissance, la batterie et d'éventuelles fonctions connexes. Une quatrième séance est alors consacrée à toutes les présentations d'un groupe en présence du chargé de TP et d'un autre enseignant. Les présentations sont alors suivies de questions de l'ensemble de l'audience (y compris les autres étudiants) et les différents groupes remettent à leur chargé de TP un rapport dont l'évaluation fait partie de la note.

2.1.4.3. Enseignements au profil spécifique de filière(s)

Dans la continuité d'EN21, l'UV EN14 traite des fonctions électroniques pour l'ingénieur. En cela, elle constitue un approfondissement et ne s'adresse qu'à certains étudiants :

- ceux de la filière MARS (Mécatronique, Actionneurs Robotisation et Systèmes) du département Génie Mécanique ;
- ceux de la filière BM (BioMédicale) du département Génie Biologique.

Dans le cadre de cette UV, j'interviens en TP depuis 2008. Au niveau du cours et des TD, j'ai repris dès mon arrivée les séances consacrées aux modulations (analogiques et numériques) soit 4h de cours et 4h de TD (par groupe avec de manière générale 2 groupes de TD). J'ai créé ce cours en partant des techniques analogiques classiques (modulations d'amplitude AM et angulaires FM et PM) en me focalisant sur les notions de bande occupée en fonction de la fréquence du message à transmettre. Ces notions sont ensuite reprises dans la partie « numérique » du cours (pour présenter les versions équivalentes des techniques analogiques, respectivement ASK, FSK et PSK). Néanmoins, la partie « numérique » du cours s'attache plus particulièrement aux les problématiques de codage en bande de base (NRZ, RZ, Bipolaire, Manchester, Miller, etc.). Les notions de qualité de transmission sont introduites avec le diagramme de l'oeil et un calcul de probabilité de non détection d'erreur est introduit en TD dans le cadre d'une simple transmission série asynchrone utilisant un bit de parité en partant de la connaissance d'un taux d'erreur par bit (Bit Error Rate – BER).

L'année suivante, j'ai eu également la charge du cours sur le filtrage (notions de gabarits, normalisation/ transposition, familles mathématiques de filtres : Butterworth, Tchebychev, etc., synthèse de filtre à base d'amplificateurs opérationnels, filtres universels ou filtres à capacités commutées). Les technologies actives et passives sont présentées au début du cours avec leurs avantages et leurs inconvénients vis-à-vis de telle ou telle application (gammes de fréquences, puissances mises en jeu, complexité de conception, coût) mais seule la synthèse de filtres actifs est traitée. L'accent est mis dans le cours vers la méthodologie systématique de conception et la bonne adaptation de ce problème à l'usage d'un outil logiciel (FilterCAD ou de manière générale,

les applets mises à disposition par les constructeurs sur leurs sites respectifs : Texas Instruments par exemple).

En lien avec le cours de MC07, j'ai également rédigé un cours sur les alimentations à découpage (bien que je ne sois pas en charge de cette partie du cours traité en EN14). Par contre, j'ai développé une maquette d'alimentation Flyback qui est présentée au paragraphe 2.2.5.

Dans le cadre de MC07, j'ai participé à mon arrivée aux TP uniquement et durant ma première année à l'UTC, j'ai conçu un nouveau TP sur la MLI vectorielle basé sur l'utilisation d'un microcontrôleur Microchip dsPIC. Ce point sera développé au paragraphe 2.2.5. En 2010, suite au départ en retraite de Jean-Paul Vilain, j'ai repris une partie du cours et dès cette année-là, j'ai commencé à rédiger un polycopié d'approfondissement plus détaillé que le simple support de cours. Ce document a grossi progressivement pour couvrir un champ plus large que celui de l'UV : il traite entre autres, comme évoqué précédemment, des alimentations à découpage (vues en EN14) mais aussi de notions de compatibilité électromagnétique, parfois également enseignée en EN14 (si les aléas d'emploi du temps du semestre de printemps le permettent). La taille du document global ayant considérablement augmenté (près de 400 pages), je l'ai finalement remis en forme en 2014 pour le soumettre aux éditions ISTE sous la forme de quatre volumes (cf. paragraphe 2.2.1). Depuis, un cinquième volume a aussi vu le jour et devrait être publié pour la fin de l'année 2015.

2.1.5. En tronc commun

En 2008-2009, j'ai commencé à participer à des enseignements de tronc commun (cycle préparatoire, Bac+2) dans l'UV nommée alors PS22 qui était une UV de « Mesures physiques ». En fait, les sujets abordés dans cette UV portaient de manière assez limitée aux mesures avec un cours et un TD sur le calcul d'incertitudes alors que l'essentiel du contenu portait sur trois physiques :

- l'électricité (circuits linéaires en régimes continu, transitoire et permanent sinusoïdal) ;
- la mécanique (mécanique du point et mécanique du solide) ;
- l'optique géométrique.

Cette année-là, j'ai assuré deux séances de TD par semaine pendant un semestre. Dès l'année suivante, cette UV a été remplacée par des demi-UV⁵, chacune étant consacrée à sur une seule physique. Ayant repris entre temps le cours de MC07, je me suis limité à la seule demi-UV PS94 (Electricité) qui reprenait le contenu d'électricité de PS22. J'ai donc continué à assurer une séance de TD hebdomadaire de 2009 à 2014 dans cette demi-UV à chaque semestre de printemps. Il m'a ensuite été proposé de reprendre la responsabilité de PS94 pour les semestres d'automne à partir de la rentrée de septembre 2014. Cette demi-UV étant jumelée avec celle d'optique (PS93) qui démarre le semestre, j'ai pu préparer le travail dans de bonnes conditions afin de former une équipe d'enseignants (enseignants-chercheurs et ingénieurs de recherche permanents de l'UTC, vacataires, doctorants et ATER) prête à débiter les enseignements après les vacances de la

5. Cette évolution a été commune à un certain nombre d'UV de tronc commun en mathématiques et en physique.

Toussaint. La charge de travail de gestion d'une telle UV s'avère assez importante étant donné le nombre d'étudiants inscrits (environ 150 étudiants voire plus) : l'organisation est un travail non négligeable dans ce cas et n'ai pas différent de celui d'une UV complète. En fait, le travail d'organisation est d'avantage lié aux effectifs d'étudiants qu'au nombre de semaines consacrés à l'UV ; d'ailleurs, une UV complète de filière telle que MC07 (avec une trentaine d'étudiants) s'avère plus facile à gérer en pratique. La préparation des examens doit en effet être assurée de manière suffisamment anticipée pour éviter les problèmes (réservation de salles, sollicitation des collègues pour les surveillances et les corrections, impression des sujets, information des étudiants, coordination entre le cours et les différentes séances de TD). En outre, une difficulté majeure pour les enseignements de physique en tronc commun consiste à s'adapter aux évolutions des programmes du lycée et l'intervention de vacataires enseignant dans le secondaire s'avère particulièrement précieuse pour garder un contact avec les connaissances réellement acquises au niveau du baccalauréat. En effet, de nombreuses connaissances ont disparu ou sont mal maîtrisées par les étudiants⁶ en comparaison de ceux que nous avons cinq ou six ans plus tôt :

- connaissances très succinctes en électricité : les notions de tension et de courant ne sont pas ou peu connues ;
- absence de connaissance sur les équations différentielles (qui ont disparu des programmes au lycée) ;
- mauvaise maîtrise en pratique des calculs sur les nombres complexes ;
- difficulté de manière générale à mener des calculs sans erreur.

Etant donné qu'il s'agit d'une UV de physique, l'aspect concret ne doit pas être laissé de côté pour ne conserver que l'aspect technique des calculs mais les outils ne peuvent pas non plus être considérés comme acquis et doivent faire partie intégrante de l'enseignement. Ces deux difficultés rendent cet enseignement particulièrement délicat, surtout pour le semestre d'automne puisque l'on a alors des étudiants qui viennent juste d'entrer à l'UTC et qui n'ont pas suivi des UV de mathématiques qui les libèreraient de difficultés d'ordre « technique » pour n'avoir à se focaliser que sur les concepts physiques.

Ce cours doit donc évoluer pour le rendre d'avantage accessible à nos étudiants dans le contexte actuel des réformes de l'enseignement secondaire et il s'agit probablement, au niveau des cours, de l'enseignement le plus difficile que j'ai à assurer à l'heure actuelle.

2.2. Développement des enseignements

2.2.1. Cours d'électronique de puissance

Comme je l'ai indiqué dans la section précédente, la prise de responsabilité de l'UV MC07 m'a conduit à rédiger non seulement un cours (avec des supports de type « Powerpoint ») mais aussi un polycopié (en cinq volumes à l'heure actuelle) permettant aux étudiants une fois diplômés de disposer d'un document d'approfondissement dans lequel les informations vues en cours sont

6. au demeurant brillants puisqu'une mention très bien est requise pour être admis à l'UTC en tronc commun.

complétées par d'autres informations utiles mais pas indispensables dans le cadre d'un cours d'introduction. J'ai donc commencé à développer les différentes parties du cours en commençant par la méthodologie classique de synthèse de convertisseurs développées notamment à l'ENSEEIH par le professeur Henri Foch pour traiter des exemples de hacheurs. Bien que cette méthodologie soit applicable à toutes sortes de convertisseurs, le choix du cours consiste à se focaliser sur l'alimentation de machines électriques et de partir de l'exemple d'un variateur de vitesse industriel alimenté par un réseau triphasé et alimentant de manière classique une machine asynchrone triphasée également. Ce point de départ permet d'identifier un certain nombre de briques de base (redresseur, filtre, hacheur de freinage, onduleur) et constitue donc un fil rouge pour ce cours. Ensuite, le cours s'attache, toujours de manière très classique, à traiter des hacheurs de complexité croissante pour aboutir au pont en H réversible en tension et en courant. Cela nous conduit tout naturellement à l'étude des onduleurs :

- monophasés d'abord (avec des MLI bipolaires et unipolaires et l'analyse des spectres engendrés) ;
- triphasés ensuite (avec les notions de stratégies : pleine onde, sinusoïdale, vectorielle, chacune fournissant une amplitude maximale spécifique pour les tensions fondamentales au niveau de la charge à tension de bus DC donnée).

Le cours sur la MLI vectorielle permet de montrer aux étudiants les liens existant entre les enseignements et les activités de recherche au laboratoire : c'est pourquoi ce point est tout particulièrement développé avec notamment l'analyse de l'impact de l'onduleur sur le courant absorbé en entrée du bus continu et plus précisément sur la composante AC qui circule dans le condensateur de découplage (cf. Partie « Mémoire scientifique »).

Les redresseurs sont ensuite abordés en traitant les convertisseurs non commandés (à diodes) et commandés (à thyristors) tout en discutant de leurs performances (taux d'ondulation, facteur de puissance) et en analysant certains phénomènes perturbateurs (empiètement). Le redressement à absorption sinusoïdal est également développé à ce niveau (mais non traité en cours).

Les gradateurs ne sont, quant à eux, pas traités de manière détaillée en cours mais le gradateur à triac monophasé fait l'objet du premier TD et du premier TP et constitue donc une découverte de l'électronique de puissance pour les étudiants. Dans les photocopies, ce sujet est développé de manière plus approfondi au niveau d'une utilisation particulière de ce type de convertisseur : le STATCOM. Les gradateurs MLI et les convertisseurs matriciels sont également présentés de manière à présenter un panel plus moderne des solutions de conversion AC/AC disponibles à l'heure actuelle. Pour finir, les onduleurs multi-niveaux font aussi l'objet d'un chapitre dédié pour compléter le panel des convertisseurs utilisés ou utilisables pour des applications industrielles dans le volume 2 qui est représentatif du cœur de l'UV MC07.

Le volume 1 comprend aussi une large part des notions présentées dans les cours de l'UV puisqu'il se veut introductif à l'électronique de puissance : on y trouve une présentation des applications et des gammes de tensions/courants/puissances traités mais aussi la méthodologie de synthèse des convertisseurs. Tous ces éléments sont très classiquement traités dans les ouvrages de la discipline mais il est par contre nettement plus développé dans les aspects technologiques puisque sont traités :

- les drivers et des commandes de grilles de transistors ;
- le pilotage des thyristors ou triacs (pas ou peu traité dans l’UV) ;
- le refroidissement en présentant les modélisations classiques en vue du dimensionnement de dissipateurs (mais aussi en illustrant le propos par une variété de procédés de refroidissement qui sont passés sous silence dans le cours) ;
- la modélisation et le choix/dimensionnement les composants passifs (condensateurs et inductances).

Pour finir, un chapitre est également consacré à la conception de circuits imprimés (notamment pour le dimensionnement des pistes en fonction du courant et isolation entre pistes pour la tenue en tension) : ceci sort (légèrement) du cadre de l’UV mais peut s’avérer utile pour ceux qui auront dans le futur à concevoir des cartes électroniques.

Comme indiqué précédemment, les alimentations à découplage ne sont pas vraiment abordées en MC07 mais font l’objet d’un cours en EN14 : la partie du polycopié (volume 3) qui y est consacré s’avère être également un complément utile pour tous les étudiants qui suivent cette UV. On y traite non seulement des alimentations non isolées (buck, boost, buck-boost) et isolées (flyback et forward) mais aussi du dimensionnement des composants passifs (transformateurs), de la modélisation en vue de la commande (fonctions de transfert) et des convertisseurs à résonance et de la commutation douce. Le volume 3 qui est consacré à cette partie ne se veut pas exhaustif mais dresse tout du moins un panorama assez complet des tenants et des aboutissants de la conception d’alimentations à découpage (mis à part peut-être les redresseurs synchrones et les hacheurs entrelacés utilisés en très basse tension et forts courants pour l’alimentation de cœurs de microprocesseurs notamment). Ce volume est en outre agrémenté d’une étude de cas assez complète sur la conception d’une alimentation Flyback. Il s’agit en l’occurrence de la maquette de TP que j’ai développée pour EN14 et dont la présentation est faite au paragraphe 2.2.5.

Enfin, le volume 4 est consacré à la compatibilité électromagnétique : il dresse tout d’abord un constat sur les perturbations susceptibles de provoquer des défaillances d’équipements électroniques, tout particulièrement en présence de composants en régime de commutation (avec de forts $\frac{di}{dt}$ et $\frac{dv}{dt}$). Des éléments d’analyse spectrale sur des profils MLI sont également rappelés et l’analyse de profils de commutation optimaux est introduite avec l’inégalité d’Heisenberg-Gabor pour laquelle j’avais soumis une communication à la conférence IECON’2012 (cf. [CI17]). Ensuite, la présentation des perturbations conduites et des perturbations rayonnées est faite suivant une approche non classique, à savoir avec une séparation plutôt du point de vue des modèles représentatifs des phénomènes en fonction des fréquences :

- modèles à constantes localisées en basse fréquence (et donc essentiellement en perturbations conduites) ;
- modèles à constantes réparties en hautes fréquences (équations aux dérivées partielles dans des câbles mais aussi pour le rayonnement).

En juillet 2014, ces documents ont été soumis à l’éditeur ISTE et cela a donné lieu à la publication de quatre volumes à la fin de l’année 2014 tandis que des traductions en anglais ont été publiées en collaboration avec Elsevier en 2015 (cf. figure 2.3).



FIGURE 2.3. – Couvertures de deux volumes (en français à gauche et en anglais à droite)

Suite à cette publication, j’ai également commencé la rédaction d’un polycopié supplémentaire pour compléter certains points parmi lesquels :

- les capteurs et les circuits de mesures utilisés en électronique de puissance (mesures de courants, tensions et températures) ;
- les composants et circuits de protection (contre les surtensions et les décharges électrostatiques, les courts-circuits, les appels de courant au démarrage) ;
- les éléments de stockage et leur utilisation (condensateurs, supercondensateurs, piles et batteries).

Ce document étant lui aussi achevé depuis juillet 2015, je l’ai également soumis à l’éditeur pour une publication en tant que 5^{ème} volume de la série qui serait intitulé « *Electronique de puissance pour l’industrie et les transports, Volume 5 – circuits de mesure, protections et stockage d’énergie* ».

2.2.2. Cours d’électronique analogique

2.2.2.1. Conception et fabrication de circuits imprimés

Dans le cadre d’EN21, j’interviens maintenant depuis 2013 au semestre d’automne pour un cours sur la conception et la fabrication de cartes électroniques. Durant ce cours, je présente la démarche de CAO classique (en m’appuyant notamment sur le logiciel Altium Designer dont j’ai fait acheter plusieurs licences à l’UTC). Ensuite, je présente la fabrication des circuits imprimés

telle qu'on peut la faire avec des moyens (artisanaux) de laboratoire mais aussi les étapes réalisées pour la fabrication industrielle et les moyens mis en œuvre pour réussir une intégration mécatronique de plus en plus complexe (circuits rigid-flex, CAO électronique couplée à la CAO mécanique).

Pour illustrer ces différents points, j'ai commencé par réaliser des vidéos descriptives que j'ai finalement diffusées sur internet via une chaîne Youtube que j'ai créée (cf. paragraphe 2.2.3). Dans la mesure où l'UTC dispose d'un service électronique avec des moyens de fabrication plus sophistiqués (fraiseuse pour de la gravure anglaise, équipement pour la dépose d'un vernis épargne, machine de placement semi-automatique de composants CMS avec vidéo, support de dépose de pâte de brasage, four de refusion), j'ai donc décidé de réaliser un ensemble de vidéos complémentaires sur toutes les techniques disponibles à l'UTC pour la réalisation de cartes.

L'objectif premier de ce cours est d'offrir une culture générale à tous les étudiants et d'intéresser les plus motivés (dès une UV de base d'électronique) à la conception de circuits imprimés avec un volet mécatronique attrayant pour des ingénieurs mécaniciens. Il permet de montrer ce qui peut être fait (ou des outils disponibles) à l'UTC en la matière et d'inciter les étudiants à travailler sur leurs propres projets ou sur des projets TX⁷ proposés et encadrés par des enseignants.

2.2.2.2. Modulations et démodulations

Depuis ma première année à l'UTC, j'ai la charge du cours sur les modulations et démodulations dans le cadre de l'UV EN14. De manière classique, ce cours aborde les techniques analogiques de modulation d'amplitude (avec ou sans porteuse) et de la démodulation cohérente (ou synchrone) ou non cohérente (par détection d'enveloppe) associée. De même, les modulations angulaires (de phase PM et de fréquence FM) sont présentées. A chaque fois, l'occupation spectrale est le point-clé : dans le cas de la modulation AM, le spectre est calculé tandis que dans le cas des modulations PM et FM, la complexité du spectre est mise en évidence, justifiant l'utilisation de la formule approchée/empirique de Carson. Pour la démodulation, l'accent est mis sur la technique classique utilisant la PLL et la modélisation de cette dernière est mise en avant en cours et en TD.

On notera que la difficulté de cet enseignement réside dans le fait que les étudiants de l'UTC ont une grande liberté de choix d'UV dans leur cursus et qu'aucun prérequis en automatique n'est exigé. Par conséquent, tout ce qui est nécessaire pour la compréhension de l'asservissement doit :

- soit être introduit dans le cours (qui dure 2h pour la totalité des modulations/démodulations analogiques) ;
- soit s'appuyer sur les notions issues de l'UV EN21 (bases de l'électronique analogique) sur la stabilité des systèmes bouclés ou plus précisément sur l'instabilité (critère de Barkhausen).

Le deuxième cours porte sur les modulations numériques. Les variantes numériques des modulations AM, PM et FM (ASK, PSK et FSK) sont donc introduites mais l'essentiel du cours porte en fait sur les codages en bande de base et sur les techniques de transmission série, notamment

7. Projets encadrés validés par 5 crédits ECTS dans le cursus d'ingénieur (un maximum de deux projets est validable par un étudiant durant le cycle ingénieur).

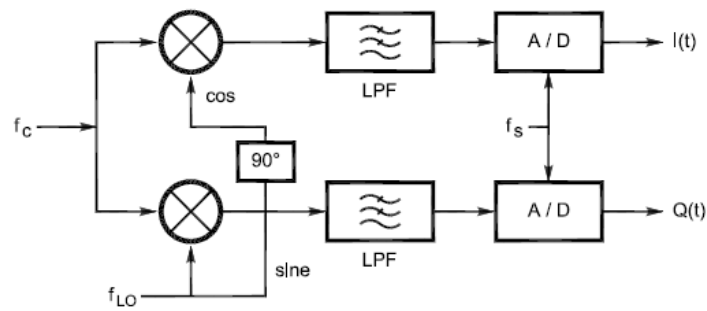


FIGURE 2.4. – Une architecture de radio logicielle

asynchrones (par UART) avec des trames élémentaires de type « start, data, parité, stop ». Ce point est particulièrement détaillé en cours avec notamment le calcul d'efficacité du bit de parité dans la détection d'erreurs de transmission sur la base de la connaissance du taux d'erreur par bit (bit error rate ou BER).

Toutefois, je travaille actuellement sur une évolution possible de ce cours pour s'adapter aux évolutions récentes en matière de technologies sans fils. En effet, il est de plus en plus évident que la part du numérique tend à augmenter (TNT et bientôt RNT) et que, même dans le cas de modulations analogiques, l'usage de techniques numériques est un gage de simplification matériel et donc de réduction des coûts de conception. Les radios logicielles (ou SDR pour Software Defined Radios) sont pour cela de plus en plus répandues et entre parfaitement dans le cadre de EN14 puisque la conversion analogique/numérique y est également traitée. La structure de base peut être une numérisation directe du signal HF mais elle est plus généralement celle présentée à la figure 2.4 avec un mélangeur permettant de ramener le signal HF en basses fréquences ou dans une bande de fréquence intermédiaire (FI) dans laquelle la numérisation est plus simple et peut-être aussi plus performante.

De manière à être exhaustive, la numérisation se fait suivant deux axes en quadrature (donc suivant un « cosinus » et un « sinus ») notés I et Q⁸ et il s'agit ensuite d'utiliser un algorithme de démodulation adaptée à la nature du signal pour récupérer l'information. L'intérêt de cette technique est que la partie matérielle est simple et utilisable pour n'importe quelle technique de modulation sans aucune modification (toutes les modifications nécessaires sont en effet logicielles) tant que la gamme de fréquence dans laquelle se trouve le signal que l'on souhaite récupérer est compatible avec les composants mis en jeu.

Sur le principe, cette technique a plusieurs intérêts :

- elle permet de présenter une technique de base de démodulation matérielle (la modulation AM qui déplace le signal dans bande du filtre FI) ;
- il s'agit de la seule technique pour laquelle les outils théoriques requis sont acquis par tous les étudiants suivant l'UV ;
- elle met en œuvre des fonctions vues précédemment dans l'UV (filtre passe-bas ou passe-bande FI, convertisseur analogique-numérique) ;

8. On notera ici la similitude avec la transformation de Park utilisée en électrotechnique (axes d et q).



FIGURE 2.5. – Bandeau de la chaîne Youtube « UTC Hardware/Software Design »

- elle est moderne et représentative des solutions actuellement mises en œuvre et sans doute en voie de généralisation dans le futur ;
- elle peut facilement donner lieu à des travaux pratiques intéressants grâce aux outils open source disponibles (cf. paragraphe 2.2.5).

2.2.3. Chaîne Youtube

2.2.3.1. Création et contenu

J’ai créé la chaîne Youtube « UTC Hardware/Software Design » (cf. figure 2.5) en juin 2014 pour héberger mes premières vidéos sur la conception et la fabrication de cartes électroniques (1 à 3) en considérant que le contenu pourrait par la suite être diversifié en incluant des démonstrations matérielles et logicielles.

Cette évolution s’est confirmé avec les vidéos suivantes portant sur le logiciel Altium Designer et plus particulièrement sur l’organisation de la partie CAO (édition de schéma d’une part et routage/visualisation 3D d’autre part) dont je fais une démonstration partielle en cours d’EN21. L’utilisation d’Altium Designer comme logiciel de référence pour l’électronique m’a ensuite poussé à explorer ses capacités de simulation Spice et à préparer des tutoriels (8 vidéos – playlist « Altium Designer - Simulation ») à destination des étudiants dans la mesure où un miniprojet de simulation est demandé en MC07 et que l’usage d’un simulateur Spice que s’avérer intéressant pour la préparation des TP (y compris en EN14 avec l’alimentation Flyback par exemple) mais aussi pour simuler toute sorte de fonction analogique en générale.

Au niveau matériel, un manque important porte sur la prise en main du matériel de mesure en TP : en effet, même si le premier TP d’EN21 porte sur l’utilisation de l’oscilloscope, l’utilisation correcte (sans « Auto Set ») d’un oscilloscope n’est pas acquise même pour des étudiants en fin de cursus. J’ai donc réalisé plusieurs vidéos sur l’utilisation de l’oscilloscope, sur les alimentations de laboratoire isolées, sur le multimètre (de table) et je pense en ajouter d’autres par la suite pour l’utilisation des wattmètres et aussi peut-être sur les appareils à aiguilles, qui même s’ils sont obsolètes, s’avèrent formateurs et permettent même de mieux comprendre les appareils modernes et leur fonctionnement (notamment la sélection automatique de calibre et le lien entre calibre et précision des mesures).

Un autre aspect absent qui était prévu dès l’origine de la création de cette chaîne concerne la programmation. En effet, un manque important dans la formation de nombreux étudiants de la

filrière MARS existe au niveau de l'informatique industrielle. Or, nous utilisons de plus en plus des microcontrôleurs dans le cadre de nos UV (et en particulier en MC07).

2.2.3.2. Bilan provisoire

Le bilan actuel de cette chaîne Youtube est très positif étant donné le sujet et qu'il s'agit (comme son nom ne l'indique pas) de contenus en langue française. Le nombre d'abonnés à la chaîne n'est certes que de 89 au 22 septembre 2015 mais le nombre de vues s'élève à plus de 9772 dans un total de 125 pays (37% du temps de visionnage en France, suivie par la Tunisie 6,8%, le Maroc 6,5% et les Etats-Unis 4%).

2.2.4. Développement de la CAO électronique

2.2.4.1. Réalisation de cartes pour l'enseignement et la recherche

La recherche d'un logiciel adapté à nos besoins tant en enseignement qu'en recherche nous a conduit à tout d'abord utiliser à partir de 2011 un logiciel peu coûteux et simple d'emploi nommé Diptrace qui nous a permis de réaliser un certain nombre de cartes (dont celles réalisées par deux de mes stagiaires au laboratoire : Maria Lluís Vinyals et Ons Ghliiss). Néanmoins, cet outil s'est avéré trop limité pour réaliser des cartes complexes (notamment dans le cas de cartes multicouches) même si cela reste en théorie possible. Connaissant Orcad de par ma formation, j'en connaissais les avantages et les limites mais les évolutions de l'outil et le manque d'ergonomie et la documentation peu satisfaisante mise à notre disposition m'ont détourné de ce choix et m'ont conduit à évaluer le logiciel Altium Designer.

2.2.4.2. Recherche d'un outil adapté pour les étudiants

J'ai été séduit par l'interface unifiée d'Altium Designer entre la partie « schémas » et la partie « routage » (y compris la création/édition de bibliothèques de composants) ainsi que par les fonctionnalités 3D. Il s'agit en effet très souvent d'un gadget assez limité dans d'autres logiciels (dont Diptrace) mais la 3D s'avère ici une véritable plus-value pour la conception de systèmes à volume très contraint (cf. projet de bras de pont modulaire au paragraphe 2.2.5). En outre, j'ai estimé que cet aspect de la conception pouvait rendre la réalisation de projets électroniques attractive pour des élèves ingénieurs en mécanique comme à l'UTC. Cela m'a poussé à effectuer une demande de financement par l'UTC de 15 licences du logiciel afin de bénéficier d'une part d'un nombre suffisant de jetons pour assurer des formations (par exemple en formation continue) en salle informatique mais aussi car il s'agit du nombre limite permettant de mettre à disposition des étudiants une licence « Standalone » installable sur leur ordinateur personnel et valable un an. Cela rendait en particulier possible la mise en place de préparations de TP ou de miniprojets de simulation Spice utilisant Altium Designer.

2.2.4.3. Un premier projet TX

La « publicité » faite en EN21 sur la conception de cartes électroniques a permis de démarrer une première UV TX utilisant en grande partie Altium Designer (en conjonction avec l'outil de



FIGURE 2.6. – Réalisation d’une carte conçue sous Altium Designer dans le cadre d’une UV TX (Etudiants : Antoine Gabel et Clément Fournier)

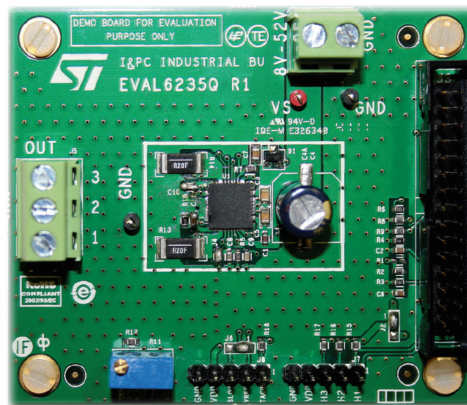
CAO mécanique Solidworks). Le but était la réalisation pour la MACIF d’une carte de pilotage d’une maquette de sensibilisation aux risques d’incendie liés à l’électricité. On peut voir à la figure 2.6 le montage d’une des cartes réalisée sur le panneau arrière de la maquette prototype.

2.2.4.4. Un séminaire de formation pour le laboratoire

De mars à juin 2015, j’ai encadré un stagiaire de DUT pour la réalisation de cartes d’évaluation de de fonctions-clés d’un futur bras de pont modulaire à IGBT que je souhaite utiliser à l’avenir en TP d’électronique de puissance (MC07) mais aussi en recherche. Etant donnée la durée limitée du stage, j’ai préféré raccourcir la durée de prise en main du logiciel pour ce stagiaire en lui donnant une formation d’une demi-journée dès son arrivée au laboratoire. J’en ai profité également pour proposer cette formation aux membres du laboratoire potentiellement intéressés. J’ai donc organisé un séminaire de formation le 24 mars 2015 sur une demi-journée dans le cadre des « Mardis du LEC » où j’ai présenté de manière assez détaillée les fonctionnalités utiles d’Altium Designer au travers d’un exemple de carte simple. En l’occurrence, il s’agissait de la duplication d’une carte d’évaluation d’un onduleur intégré de marque ST Microelectronics : le L6235Q (cf. figure 2.7).

Parmi les points abordés, il y avait :

Réalisation d'un circuit imprimé avec Altium Designer



Document support

Nicolas Patin, UTC/LEC
16/03/2015

FIGURE 2.7. – Formation à Altium Designer organisée au LEC en mars 2015

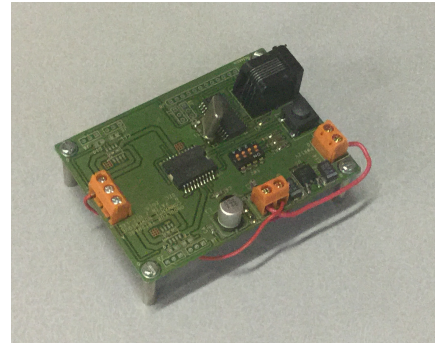
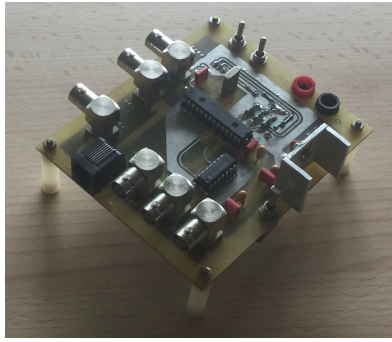


FIGURE 2.8. – Carte dsPIC30F3010 (à gauche) et carte Microcontrôleur + Onduleur (à droite)

- l'édition d'un schéma ;
- la recherche ou la création de symboles de composants ;
- la recherche ou la création d'empreintes physiques ;
- la recherche ou la création de modèles 3D ;
- l'incorporation dans le symbole de composant d'informations importantes (référence fabricant, distributeur) ;
- le placement des composants dans la partie « PCB » (donc routage).

La formation ne durant qu'une demi-journée, il n'a pas été possible d'approfondir la partie routage mais la fonctionnalité « sourcing » d'Altium Designer et notamment sa capacité à interroger les bases de données de grands fournisseurs de composants (Farnell, Mouser, Digikey, etc.) pour évaluer les coûts et la disponibilité des composants (stocks) a pu être clairement mise en évidence.

Cette première séance de prise en main constituera le socle d'une formation qui est maintenant proposée au catalogue de la formation continue de l'UTC.

2.2.5. Travaux pratiques

2.2.5.1. Onduleur triphasé et MLI vectorielle

A mon arrivée à l'UTC, il m'a été demandé de rénover un TP consacré au pilotage d'un onduleur par microcontrôleur. Initialement, le TP présentait une commande réalisée avec un microcontrôleur Atmel effectuant une MLI de manière totalement programmée (sans utilisation de contrôleur PWM intégré). Après une recherche des solutions disponibles, mon choix s'est porté sur la famille des microcontrôleurs PIC (Microchip) et plus particulièrement vers les dsPIC dont certains sont dédiés au contrôle de machines électriques via un onduleur. J'a donc conçu tout d'abord une carte de test simple avec uniquement un microcontrôleur dsPIC30F3010 et quelques composants associés (figure 2.8 à gauche) puis une carte associant un onduleur intégré ST Microelectronics L6234 au microcontrôleur (figure 2.8 à droite).

Ce circuit (onduleur intégré L6234) fait d'ailleurs l'objet à l'heure actuelle d'un TD dans lequel on essaie d'évaluer sa capacité en puissance pour différentes stratégies MLI (pleine onde,

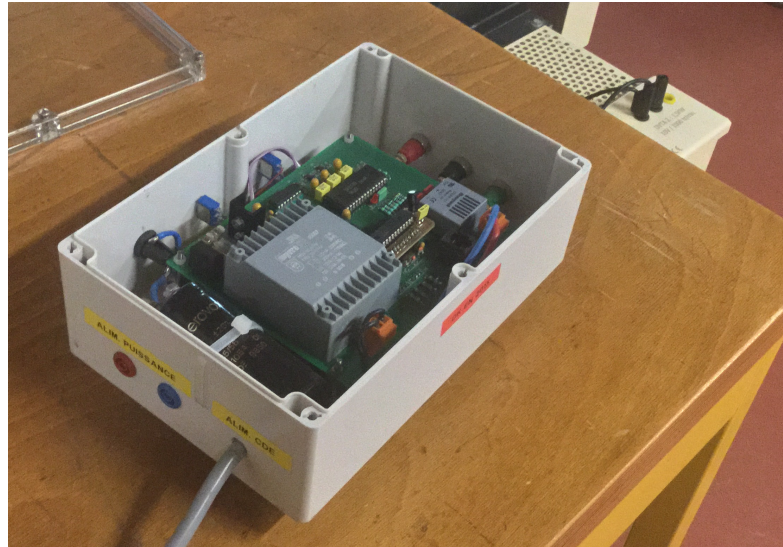


FIGURE 2.9. – Onduleur MC07

MLI sinusoïdale, MLI vectorielle) à partir des informations fournies par le constructeur (calibres en tension et en courant).

Par la suite, nous avons repris les interfaces de puissance des anciennes maquettes de TP (modules « redresseur + onduleur » intégrés) auxquelles nous avons adjoint un contrôleur dsPIC pour effectuer une programmation d'une MLI vectorielle exploitant un vrai contrôleur PWM à 16kHz au lieu de programmer une pseudo-MLI moins performante. La maquette actuelle est donc celle de la figure 2.9. On peut utiliser cette dernière pour alimenter une machine asynchrone industrielle pour une démonstration devant les étudiants du programme qu'ils ont eux-mêmes étudié durant le TP. En l'occurrence, le contrôle de la MLI s'effectue par interruption à chaque période de découpage T_d et un contrôle vectoriel des rapports cycliques est alors effectué à l'aide d'une fonction à laquelle on fournit un vecteur de référence sous forme polaire (amplitude et argument).

2.2.5.2. Conception de bras de pont modulaires

Toutes les maquettes utilisées pour les enseignements sont spécifiques à un TP. Nous avons ainsi :

- des maquettes pour les hacheurs à un quadrant ;
- des maquettes pour les hacheurs à deux quadrants (réversibles en courant) intégrant un hacheur de freinage auxiliaire ;
- des racks « onduleur ».

Certaines maquettes sont anciennes et ou basées sur des composants obsolètes rendant ainsi toute réparation difficile voire impossible. Afin de pallier ce problème, j'ai commencé en 2013 l'étude d'un bras de pont modulaire qui pourrait servir de support à plusieurs sujets de TP et faciliter les réparations en mutualisant les pièces détachées et en rendant la procédure de test et

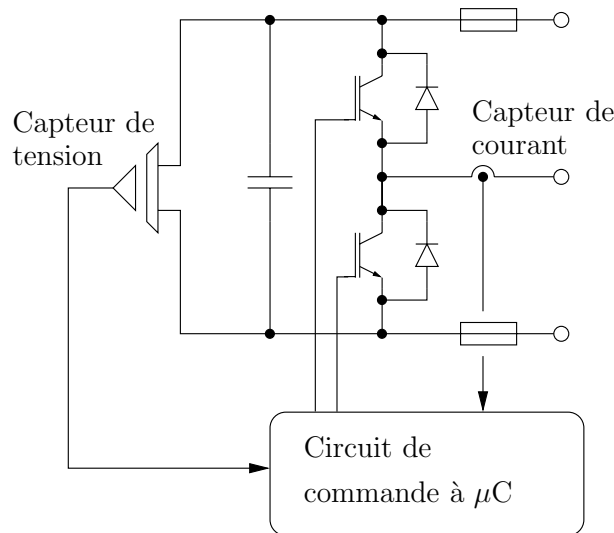


FIGURE 2.10. – Onduleur MC07

de dépannage plus simple. Pour cela, j'ai cherché à rendre la maquette la plus complète possible afin d'apporter le maximum de flexibilité en termes d'utilisation.

En outre, la maintenance la plus simple étant celle qui évite à avoir des réparations, j'ai cherché à intégrer les solutions les plus robustes possibles en intégrant toutes les protections possibles qui étaient absentes dans les maquettes précédentes. De fait, la structure de puissance utilisée est celle représentée à la figure 2.10. On peut y voir un module comprenant deux IGBT connecté à un bus continu via deux fusibles. Ceux-ci permettent de protéger le module contre d'éventuelles inversions de polarité. Par contre, dans le cas d'une polarisation correcte du module, un capteur de courant à effet Hall est intégré directement dans le module à des fins de mesure et de protection :

- en tant que capteur avec une sortie BNC en façade pour faire l'économie d'une pince de courant pour l'observation des formes d'ondes à l'oscilloscope,
- en tant qu'élément de surveillance pour la limitation du courant débité dans une charge.

Ensuite, la tension du bus continu est surveillée également à l'aide d'une sonde de tension isolée qui permet de détecter une surtension anormale pendant les renvois d'énergie sur le bus continu d'alimentation. En effet, dans le cas de l'utilisation de convertisseurs réversibles en courant (hacheur à deux quadrants ou onduleurs triphasés pendant les phases de freinage de la machine alimentée), on est sensé introduire dans le système un élément dissipatif pour limiter la tension dans les capacités de découplage du bus continu (celui-ci étant généralement alimenté par un redresseur à diodes en salle de TP). Or, ce hacheur peut :

- soit être oublié (impossible s'il est intégré dans le système) ;
- soit présent mais avec une résistance de freinage inadaptée ou simplement débranchée !

Dans ce cas, la présence d'un dispositif intégré de protection peut activer la conduction du transistor bas du bras de pont pour éviter le renvoi de courant sur le bus continu via la diode

antiparallèle du transistor haut. Pour cela, la mesure doit être intégrée directement dans le bras de pont et la commande des interrupteurs doit pouvoir être forcée par les organes de protection et ne plus prendre en compte des consignes extérieures.

Une dernière protection importante porte sur l'échauffement des composants. En effet, les modules de puissance utilisés en salle de TP sont souvent surdimensionnés (dans notre cas, il s'agit de modules IGBT 1200V/50A) mais cela n'est vrai que si le refroidissement est suffisant. Les dissipateurs étant coûteux et encombrants et l'objectif étant de disposer de bras de pont performants mais néanmoins compacts, j'ai retenu une solution ventilée avec surveillance de température du dissipateur au plus prêt du module de puissance. Dans ces conditions, on peut envisager différents seuils de protection thermique :

- fonctionnement à froid (ou à faible courant) sans ventilation ;
- fonctionnement avec ventilation lorsque la température atteint un certain seuil ;
- inhibition des commandes du bras de pont en cas de température excessive.

Toutes ces fonctionnalités ne peuvent être facilement gérées (avec un nombre réduit de composants) qu'avec l'usage d'un microcontrôleur intégré. En outre, le bras de pont doit pouvoir être utilisé de manière autonome (sans commande externe) à partir d'un réglage de rapport cyclique en face avant (roue codeuse) : le microcontrôleur est aussi indiqué pour cette tâche. La difficulté majeure pour cette conception est de disposer d'un circuit permettant de mettre en œuvre toutes les fonctionnalités de commande prévues :

- une commande numérique locale (à partir d'une consigne de l'utilisateur en face avant) ;
- une commande numérique élaborée à partir d'une consigne analogique en face avant (BNC pour un signal d'entrée) ;
- une commande directe élaborée à partir d'une consigne logique en face avant (avec gestion du retard intervoie pour l'élaboration des commandes des deux transistors) ;
- une commande directe élaborée à partir de deux commandes logiques en face arrière (fond de panier gérant les deux commandes des transistors, y compris le retard intervoie).

Dans les deux derniers cas, le microcontrôleur n'assure plus vraiment le contrôle (si ce n'est les inhibitions requises en cas de dépassement de seuils en courant, tension ou température). Des circuits logiques (hors microprocesseur) doivent donc être mis en œuvre pour cela. En outre, la commande analogique (en face avant) est parfaitement envisageable dans le cas d'une utilisation en rack (association de plusieurs bras) mais dans ce cas, il est nécessaire de synchroniser les porteuses des différents bras alors que chacun d'eux utilise son propre microcontrôleur : celui-ci doit disposer d'une fonctionnalité de synchronisation externe (par un signal arrivant sur une de ses broches) permettant d'éviter une dérive des porteuses produisant des effets non déterministes sur le spectre des tensions fournies par un onduleur par exemple.

Ce genre de fonctionnalité étant peu répandue, je me suis tout d'abord orienté vers un dsPIC33 mais il s'avère que le premier prototype (cf. figure 2.11) de la carte de contrôle requière un grand nombre de circuits externes pour assurer toutes les fonctions souhaitées (glue logique entre autres). Mon choix s'oriente à l'heure actuelle vers un circuit de type PSoC (développé par la société Cypress) qui met en œuvre dans un seul circuit :

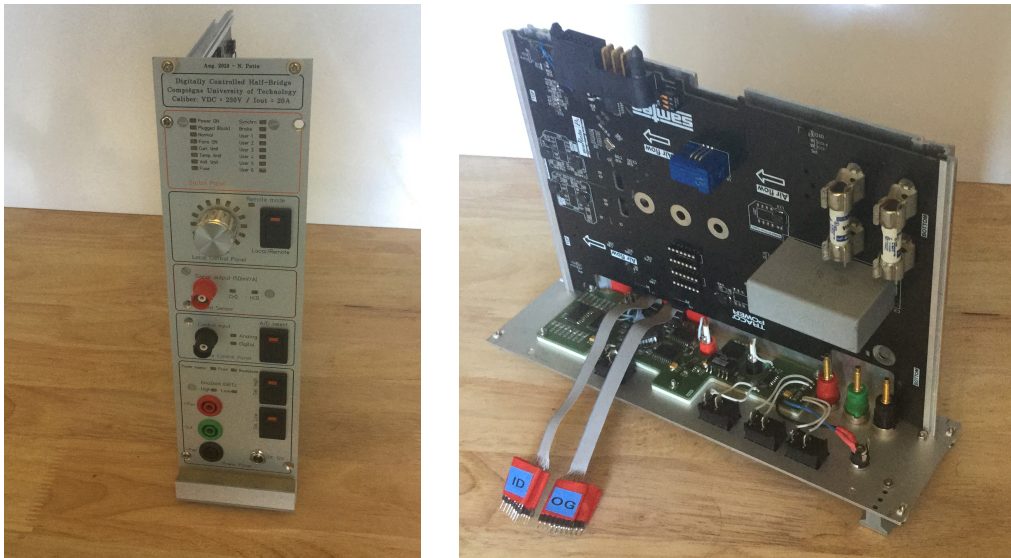


FIGURE 2.11. – Bras de pont modulaire

- un microcontrôleur (différentes gammes existent : 8051, ARM Cortex, etc.) ;
- des circuits périphériques programmables (analogiques et numériques).

La plupart des fonctions à assurer devraient donc être réalisables avec un seul composant. Il convient d'ailleurs de noter que le module est amené à être placé dans un rack 19 pouces de manière à pouvoir réaliser un onduleur (associé éventuellement à un redresseur MLI monophasé (puisque 5 bras peuvent être intégrés à un rack en plus d'un module de contrôle – de type « mini PC »).

Dans le cadre de la réalisation d'un deuxième prototype, j'ai encadré un étudiant de DUT en stage au laboratoire (Edmur Lopes) afin qu'il valide des sous-fonctions importantes de ce bras de pont, à savoir :

- une alimentation double de type buck permettant de fournir des tensions de 5V et 3,3V aux différents composants de la carte (circuits logiques, microcontrôleurs, drivers d'IGBT, etc.) ;
- une carte driver pour les deux IGBT avec une isolation galvanique et une capacité à piloter de manière prolongée le transistor haut⁹ avec des alimentations isolées +15/-5V pour les commandes de grille et avec des circuits surveillant une éventuelle désaturation des IGBT en cas de court-circuit franc.

Ces deux cartes ont été validées avec succès (cf. figure 2.12). La réalisation de la version 2 de la carte de contrôle du bras de pont est maintenant possible.

2.2.5.3. Alimentation Flyback

En EN14, une partie du cours traite des interfaces de puissance et des alimentations à découpage. Jusqu'en 2012, des maquettes de pilotage de moteurs pas-à-pas et d'électro-aimants

9. Il ne s'agit pas d'un bootstrap.

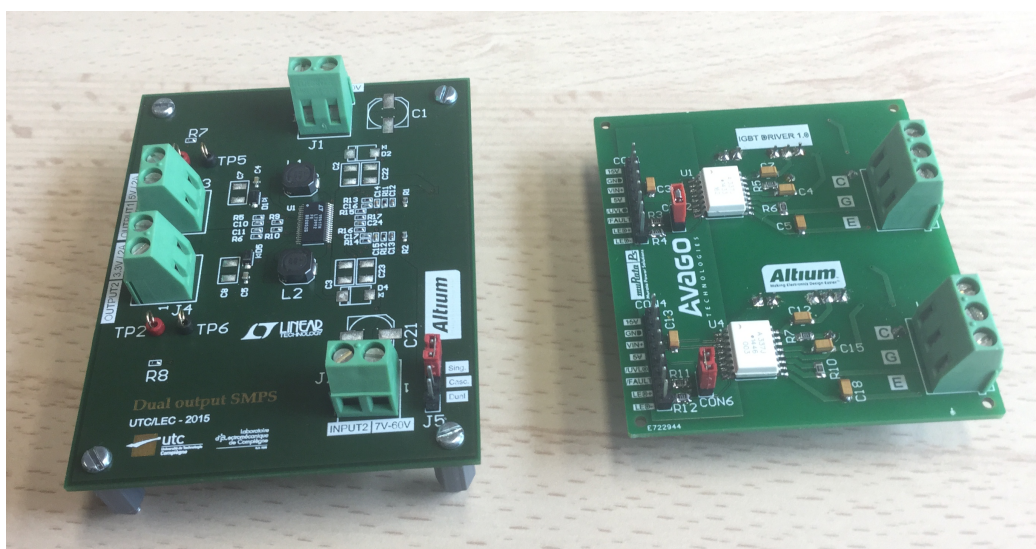


FIGURE 2.12. – Cartes « Double buck » (à gauche) et « drivers d’IGBT » (à droite)

étaient utilisées pour illustrer le cours. Or, elles mettaient en œuvre un ordinateur munis d’un port parallèle sur lequel devait être compilé un programme en C permettant de contrôler le circuit d’alimentation du moteur pas-à-pas (UAAxxxx) et un « solenoid drive » (TL494). Ce TP étant vieillissant, j’ai proposé une évolution présentant une alimentation à découpage isolée assez simple mais néanmoins intéressante car étant capable d’élever ou d’abaisser la tension (indépendamment du rapport des nombres de spires des deux enroulements) : la structure Flyback.

L’objectif était aussi d’utiliser des composants modernes (circuits CMS) et un circuit de commande représentatif de la technologie actuelle, en l’occurrence un microcontrôleur dsPIC33 dédié au contrôle d’alimentations à découpage (SMPS). La maquette a été développée de manière à pouvoir fonctionner en boucle ouverte ou en boucle fermée avec une mesure de tension de sortie opto-isolée et avec une limitation de tension de sortie programmée même en boucle ouverte pour des raisons de sécurité. D’ailleurs, le circuit écrêteur placé en parallèle du transistor est dimensionné pour limiter la tension à environ 10V. La carte évite ainsi tout risque électrique du fait de la présence de tensions supérieures à 50V ; en outre, les composants « chauds » (résistances de l’écrêteur) sont placés sous la carte pour éviter d’éventuelles brûlures.

Le programme implanté dans le microcontrôleur permet de gérer le contrôle de l’alimentation et de surveiller la tension de sortie quel que soit le mode de fonctionnement. Il gère en outre l’interface homme/machine :

- en boucle ouverte : les boutons-poussoirs permettent de régler le rapport cyclique à la montée ou à la descente ;
- en boucle fermée : les boutons-poussoirs assurent les fonctions ON et OFF ;
- en mode de repos (commande de transistor inhibée) : un bouton-poussoir permet de mémoriser une tension appliquée en sortie (fonction de calibration) comme nouvelle consigne en boucle fermée tandis que l’autre bouton-poussoir permet de revenir à la consigne par



FIGURE 2.13. – Alimentation Flyback utilisée en TP d'EN14

défaut (15V).

Une entrée BNC permet en outre de prévoir des essais à rapport cyclique ajustable par GBF pour identifier la fonction de transfert de l'alimentation à découpage en vue du réglage du correcteur intégré dans le microcontrôleur (par défaut, un correcteur PI pré-réglé en mémoire Flash). Le signal de consigne, n'est pris en compte qu'au-delà d'un seuil de 0,5V et permet jusqu'à 5V d'ajuster le rapport cyclique de la commande du transistor : il prend le pas sur les commandes appliquées par l'utilisateur via les boutons-poussoirs.

Dans le cadre d'EN14, ces fonctionnalités ne sont pas mises en œuvre mais elles pourraient parfaitement être utilisées dans d'autres UV d'automatique (SY04 ou MC06 par exemple).

2.2.5.4. Rénovation d'un TP sur les modulations et démodulations

Parmi les maquettes de TP les plus anciennes en EN14, il y a celles consacrées aux modulations et démodulations. Etant donné que je suis responsable du cours correspondant, j'ai cherché une solution permettant de présenter un sujet à la fois moderne mais également cohérent avec le cours et les TD. La solution que j'ai retenue est celle des radios logicielles. En effet, il s'agit d'une solution de plus en plus répandue visant à unifier les structures matérielles de toutes les radios (AM, FM et PM analogiques, modulations numériques, TNT, GSM, Wifi, etc.) pour ensuite utiliser un logiciel spécifique en fonction de l'application. Cela permet de simplifier la conception des circuits RF et de diminuer les coûts. Le principe de base des radios logicielles (SDR pour Software Defined Radio en anglais) consiste à numériser le signal RF puis d'appliquer un traitement numérique du signal pour récupérer l'information transmise (en somme une démodulation logicielle). En pratique, la numérisation est rarement possible à la fréquence d'émission et il est nécessaire de passer à une fréquence intermédiaire ou à une basse fréquence avant cela : ce principe a déjà été présenté à la figure 2.4. En pratique, on peut utiliser une clé USB assurant la fonction de tuner TNT pour cela. On peut facilement se procurer de tels produits (cf. figure 2.14) sur internet pour des tarifs très réduits (de l'ordre de 20 euros).

L'important réside, comme le nom « SDR » l'indique, dans la partie logicielle et cette dernière doit prendre en charge la gestion des composants de la partie matérielle. De manière générale, la clé USB comporte deux étages :

- Etage 1 : un tuner (mélangeur) permettant d'abaisser la fréquence du signal à l'aide d'un signal issu d'un oscillateur local réglable (en fait deux signaux en quadrature) ;
- Etage 2 : un décodeur IQ comprenant deux ADC échantillonnant à une fréquence assez élevée les signaux démodulés en quadrature (notés I et Q).

Le logiciel le plus souple d'utilisation pour analyser différentes techniques de modulation/démodulation est un outil « open source » (donc gratuit) disponible sous Linux et nommé GNU Radio (cf. figure 2.15). L'approche de conception d'un démodulateur est semblable à des logiciels tels que Matlab/Simulink dans la mesure où on dispose d'une bibliothèque de fonctions configurables et connectables les unes aux autres. Il suffit pour exploiter ce logiciel de disposer de matériels compatibles tels que :



FIGURE 2.14. – Clé USB TNT SDR RTL2832+R820

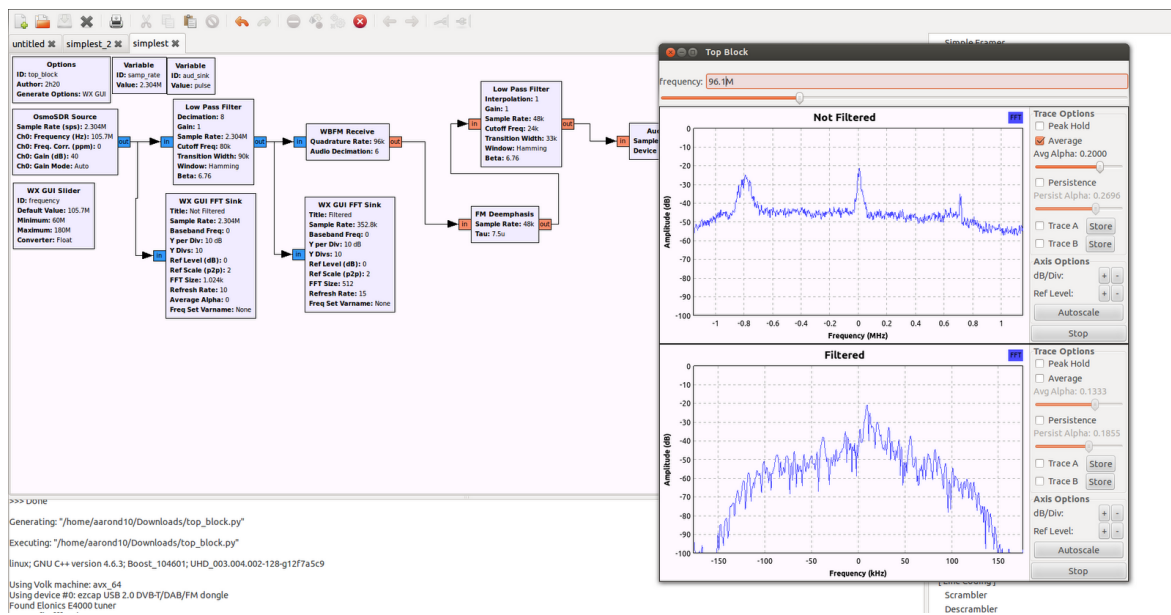


FIGURE 2.15. – Copie d'écran du logiciel GNU Radio companion (interface graphique de GNU Radio)



FIGURE 2.16. – Emetteur-récepteur SDR HackRF One

- le décodeur IQ RTL2832 ;
- le tuner R820.

Avec un tel matériel, la réception d’une radio FM est très simple à réaliser et illustre parfaitement un des TD. On peut même s’intéresser à la récupération de signaux numériques (signal RDS contenu dans le signal d’une radio FM).

On peut même noter que cet outil est exploitable avec des émetteurs récepteurs utilisés par les radio-amateurs et que nous pouvons envisager dans le cadre de TP (avec une liaison par câble afin d’éviter les problèmes liés à la nécessité de passer des licences pour émettre dans certaines gammes de fréquence). Un émetteur-récepteur utilisable dans ce contexte serait le HackRF One présenté à la figure 2.16.

2.2.6. Bilan et faits marquants en enseignement

Concernant les points les plus remarquables de mon activité en enseignement, il y a en particulier trois activités qui proviennent d’une démarche personnelle conduisant à une évolution par rapport à ce qui existait avant mon arrivée à l’UTC :

- la production de cinq ouvrages aux éditions ISTE traitant de l’électronique de puissance, enseignée pour une large part en MC07 (UV de la filière MARS) et dans une moindre mesure en EN14 (UV conjointe entre le département de Génie Mécanique et celui de Génie Biologique) ;
- la création d’une chaîne Youtube et de la réalisation d’un ensemble de vidéos, soit de support de cours (pour la conception et la fabrication de circuits imprimés), soit d’aide à la prise en main d’appareils de laboratoire (*e.g.* oscilloscope, multimètre de table, etc.) ou encore sur la démarche de conception d’un projet d’électronique (Etude théorique d’une fonction électronique, évaluation de performances, CAO sous Altium Designer) ;

- la réalisation de maquettes électroniques pouvant servir de support pour les travaux pratiques (alimentation *Flyback* à commande numérique) mais aussi pour des projets d'étudiants mais aussi d'outils pour les activités de recherche (bras de pont pour convertisseur modulaire).

Deuxième partie .

Mémoire scientifique

Introduction

Conversion thématique et position du problème

A mon arrivée au LEC en septembre 2007, j’ai été chargé de reprendre une thématique de recherche initiée par Jean-Paul Vilain avec un de ses anciens doctorants (Julien Hobraiche) dans le cadre d’une thèse CIFRE avec la société Valeo soutenue en 2005. Dans cette thèse, un objectif principal avait consisté à développer des stratégies MLI, applicables à des onduleurs de traction (en l’occurrence à l’époque pour des véhicules micro-hybrides), devant permettre de réduire de manière significative le courant efficace dans les condensateurs de découplage. En effet, ces derniers représentent une part non négligeable du volume d’un onduleur, spécialement à basse tension et forts courants, comme l’illustre la photographie de la figure 2.17.

Il s’agissait pour moi d’une conversion thématique puisque je venais du domaine de la « commande éloignée » appliquée à des générateurs électriques (plus précisément des systèmes multi-machines/ multi-convertisseurs – SMM) pour réseaux autonomes en environnement embarqué [ACLN2]. Ce travail a porté plus particulièrement sur l’étude de la machine asynchrone à double alimentation (MADA ou DFIG pour *Doubly-Fed Induction Generator* en anglais) [ACLI1, ACLI2] mais aussi sur deux autres structures de générateurs moins classiques pour lesquelles j’ai eu plusieurs articles publiés :

- la machine synchrone à double excitation (HESM – pour *Hybrid Excitation Synchronous Machine*) : [ACLI4] ;
- la cascade de MADA (CDFIG – pour *Cascaded Doubly-Fed Induction Generator*) : [ACLI6].

J’ai d’ailleurs continué à collaborer avec Eric Monmasson sur cette thématique en parallèle de mon activité de recherche principale [ACLI9] (cf. paragraphe 1.6) mais ce sujet étant fortement décorrélé de mon domaine de recherche principal, je ne le développerai pas dans la suite de ce mémoire.

Dès cette époque, j’ai eu à travailler sur des techniques de modulation faisant usage de deux porteuses au lieu d’une seule comme dans les MLI intersectives classiques. La particularité des stratégies développées portait non seulement sur l’usage de deux porteuses en opposition de phase (d’où leur nom de DCPWM pour *Double Carrier PWM*) mais aussi sur l’ajout d’une composante homopolaire discontinue permettant de bloquer un bras de pont afin de réduire les pertes par découpage dans l’onduleur. L’intérêt premier de ces solutions est donc de permettre une réduction du volume des condensateurs mais cela permet également de réduire leur stress et donc d’augmenter leur durée de vie dans la mesure où ces composants sont réputés fragiles et sensibles à la température. Concrètement, j’ai démarré ce travail seul durant l’année universitaire 2007-2008 en reprenant un article de Julien Hobraiche alors non publié pour le soumettre dans

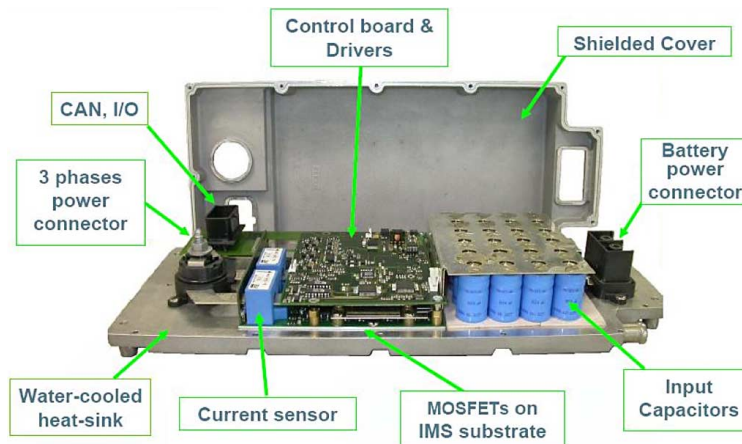


FIGURE 2.17. – Onduleur Valeo [HOB 05]

la revue IEEE Transactions on Power Electronics [ACLI5].

Encadrements de thèse et projets

Approfondissement et premier encadrement

Au bout de cette première année, j'ai pu avoir l'opportunité d'encadrer mon premier docteur (T. D. Nguyen – en co-encadrement avec G. Friedrich) sur un sujet s'inscrivant dans le prolongement direct du travail de Julien Hobraiche. En effet, il est apparu que les limitations introduites par la DCPWM étaient potentiellement gênantes vis-à-vis des applications envisagées (véhicule électrique en utilisation urbaine). Cela nous a conduit à développer une extension tout d'abord (Ext-DCPWM) puis une refonte (Uni-DCPWM) de la stratégie à double porteuse qui non seulement améliore le résultat obtenu au niveau du courant efficace circulant dans le(s) condensateur(s) de découplage mais aussi rend son implantation plus simple et efficace dans une cible à faible coût (DSP à virgule fixe Texas Instruments TMS320F2812).

Ce travail s'est accompagné d'un travail expérimental approfondi de caractérisation du banc d'essai et notamment de l'impédance du bus continu (batterie, câble, condensateurs) car nous n'avions pas de certitude quant à la réponse en fréquence effective de ce système (localisation des fréquences propres, présence de résonance, etc.). Nous avons d'ailleurs pu bénéficier dans ce travail d'un financement, au travers de l'institut Carnot de l'UTC¹⁰, qui nous a permis d'effectuer des missions (participation à des conférences) mais aussi de nous doter d'un analyseur de spectre (Agilent N9020A) afin de caractériser tensions et courants dans le domaine fréquentiel sur une plage plus étendue (20Hz–3,6GHz), tâche impossible avec les oscilloscopes (en FFT directe ou en post-traitement sur ordinateur) disponibles au laboratoire.

A la fin de cette thèse, nous avons pu aboutir à un résultat, bien que non optimal du point de vue du critère fixé, qui s'avère être un « optimum pratique » avec une implantabilité à moindre coût de l'algorithme de commande comme cela sera montré par la suite. Par contre, la problématique du vieillissement ne me semblait pas totalement traitée et m'a donc conduit à orienter

10. qui n'existe plus aujourd'hui.

la suite des travaux vers cet aspect du problème (cf. projet COPTON).

Projet CISMO

La problématique des contraintes imposées par la cible sur laquelle implanter les stratégies MLI est apparue en particulier avec la stratégie Ext-DCPWM. Nous avons envisagé assez rapidement d'utiliser des FPGA pour réaliser le contrôleur MLI car le parallélisme autorisé par les tâches à effectuer et la caractère quasi combinatoire de certains tests utilisés dans nos algorithmes font de ce type de composant un candidat naturel à la synthèse de ces familles de stratégies MLI. Etant donnée l'expertise en la matière de l'équipe du SATIE basée à l'Université de Cergy-Pontoise (UCP), j'ai soumis au GdR CNRS SEEDS, en partenariat avec Eric Monmasson et Lahoucine Idkajine, tout les deux de l'UCP, un projet portant sur la comparaison d'implantations de stratégies MLI sur DSP et FPGA (Projet interne intitulé CISMO pour Comparaison d'Implantations de Stratégies de MODulation). Cela s'est traduit par un stage de Master et le développement d'un partenariat qui a permis de construire le projet COPTON présenté dans le paragraphe suivant. En effet, celui-ci, dans une première phase s'attachait essentiellement à l'étude du vieillissement des condensateurs mais sa conclusion en 2016 consistera à développer, en implantation sur FPGA, des stratégies MLI adaptées à nos composants sur la base des connaissances acquises à propos de leur dégradation tout au long du projet.

Projet COPTON et orientation vers le vieillissement

Dans l'optique de l'analyse du vieillissement des condensateurs, il m'est apparu essentiel de déterminer si la simple minimisation à chaque instant du courant efficace dans les condensateurs de découplage était la réponse à la question : « Comment maximiser la durée de vie des condensateurs de découplage dans un onduleur utilisé pour la traction d'un véhicule électrique ? ».

En effet, il est connu pour certains composants (notamment actifs) que les dilatations différentielles des matériaux associés à des cyclages thermiques répétés peuvent conduire à une dégradation progressive (par fatigue) des composants alors qu'on les utilise en dessous de leurs spécifications. Dans ces conditions, il convient de le vérifier également pour les condensateurs de découplage. Or, cela n'est pas ou peu traité dans la littérature et ce manque m'a incité à construire un projet intitulé COPTON dont j'ai soumis le dossier à l'ANR en partenariat avec Eric Monmasson et Lahoucine Idkhajine de l'université de Cergy-Pontoise dans le cadre du programme JCJC¹¹ 2012.

Le financement accordé par l'ANR nous a permis de recruter un doctorant dès octobre 2012 (Romain Cousseau). Il nous a permis également de construire un banc d'essais dédié au vieillissement des condensateurs (alimentations de laboratoire, étuve, convertisseurs électroniques de puissance, charges, etc.). Durant cette thèse, nous avons développé des modèles fins des condensateurs permettant de rendre compte de comportements « non classiques » révélés par impédancemétrie. Nous avons en outre testé des méthodes d'identification *in situ* (directement à l'intérieur d'un convertisseur électronique de puissance) en vue d'un monitoring. Pour finir, le

11. Jeunes Chercheurs Jeunes Chercheuses

retour d'expérience du vieillissement des composants nous oriente vers de nouvelles façons de piloter un onduleur de traction de véhicule : ce point constitue une des perspectives (présentées au chapitre 7), à savoir des « métamodulations ».

Positionnement de l'activité

Au niveau local

L'intégralité du travail de recherche présenté s'est déroulé au sein du laboratoire d'électromécanique de Compiègne (LEC – EA1006). La thématique de recherche initiale concernant les stratégies MLI s'est progressivement orientée vers une mise au service des passifs en amont du convertisseur, tout en gardant en tête la finalité qui est l'alimentation d'une charge avec une qualité d'énergie maîtrisée. Il s'agit d'un sujet qui est à l'interface entre deux autres thématiques fortes de l'équipe :

- la modélisation des batteries dans le contexte d'Alimentation de Systèmes à Energie Embarquée (thème AS2E) ;
- l'interaction convertisseur/machine, notamment au travers des nuisances vibro-acoustiques (étudiées dans le thème COMEC – Conception Optimisation Modélisation des machines Electriques et de leur Commande).

La modélisation et l'analyse du vieillissement des condensateurs aluminium électrolytiques a permis un rapprochement naturel avec l'activité du laboratoire sur les batteries dans la mesure où les outils de modélisation sont similaires. L'approche utilisée a donc été commune de la modélisation [KUH 04a, KUH 04b] à l'identification [DO 10, GAG 14a] tout en faisant émerger les spécificités des condensateurs par rapport aux batteries. Les constantes de temps en jeu dans ces composants (tant au niveau thermique qu'électrique) n'étant pas les mêmes, les échelles de temps auxquelles le contrôle du convertisseur peut jouer un rôle ne sont bien évidemment pas les mêmes non plus :

- dans le cas des condensateurs, l'échelle de temps à laquelle on peut travailler reste celle de la période de découpage (l'échelle la plus courte du contrôle d'un onduleur si on écarte celui des fronts de commutation¹²) ;
- dans le cas des batteries, l'échelle de temps à laquelle on souhaite gérer la charge et la décharge est sans doute plutôt celle de la commande éloignée (au même titre que la commande des machines électriques, voire à des échelles de temps encore plus longues).

Néanmoins, des analyses de comportement vis-à-vis de la « haute fréquence » des batteries devront sans doute être menées à l'avenir pour adresser tous les problèmes de monitoring du bus DC d'un véhicule électrique ou hybride.

12. qui concernent plutôt les problématiques de compatibilité électromagnétique (CEM).

Au niveau national

Au niveau national, la thématique de l'interaction entre convertisseurs et passifs (condensateurs) ainsi que de leur monitoring a déjà été traitée par le passé, en particulier au laboratoire Ampère à Lyon par Pascal Venet [VEN 07] mais les applications visées étaient sensiblement différentes, notamment au travers de plusieurs thèses :

- Alimentations à découpage [LAH 98a, LAH 98b] ;
- Décharges de forte puissance dans des circuits de protection de grands instruments (accélérateur de particules – LHC [PER 03]).

Le travail présenté ici s'attache à analyser des applications de moyenne puissance (dépassant la dizaine de kilowatts) ayant des contraintes spécifiques (découplage du bus DC d'onduleur pour véhicules) et caractérisées par des régimes de fonctionnement fortement variables. Or, les conditions d'utilisation impactent de façon significative le vieillissement des composants au sens large : cela est largement montré dans le cas des composants actifs avec les travaux menés en particulier par Stéphane Lefebvre du laboratoire SATIE et Zoubir Khatir de l'IFSTTAR : on peut par exemple citer la thèse de Laurent Dupont [DUP 06] qui traite tout particulièrement du cyclage thermique des modules de puissance¹³.

De fait, la problématique des passifs sur le bus DC d'un onduleur semble assez peu traitée au niveau national mais aussi international. La thématique majeure en France concernant le bus continu de convertisseurs électroniques de puissance concerne les problèmes de stabilité qui peuvent survenir dans certaines applications : il s'agit d'une activité notable du GREEN à Nancy, en particulier de Serge Pierfederici [PIE 07]. De manière générale, les stratégies MLI sont analysées au travers de leur impact sur la charge (distorsion, bruit) ou du convertisseur (pertes par commutations) mais rarement vis-à-vis de la source, si ce n'est dans le contexte de la CEM où on peut noter une activité importante au niveau national dans plusieurs laboratoires (Ampère, G2ELab, L2EP, SATIE pour n'en citer que quelques-uns).

Au niveau international

L'analyse du courant efficace dans les condensateurs de découplage d'un onduleur, bien que peu traitée, l'a été néanmoins de manière formelle pour les stratégies à vecteurs actifs adjacents pour fournir l'équation générique (3.41) apparue dans [DAH 96]. Néanmoins, les études menées sur les stratégies MLI restent essentiellement focalisées sur le convertisseur [HAV 98b] mais aussi et surtout sur la qualité de l'alimentation de la charge [HAV 98a]. On constate d'ailleurs que A. M. Hava a largement couvert le sujet et s'est même intéressé aux stratégies à double porteuse [HAV 11] mais se focalise en grande partie avec ces techniques sur la tension de mode commun fournie à la charge [HAV 09].

Pour ce qui est des condensateurs électrolytiques, le monitoring *in situ* a déjà été traité pour des modèles très simples de l'ESR [VOG 11] et les modèles plus sophistiqués ne sont pas ou peu

13. La problématique des brasures, traitée en détail dans cette thèse, se révèle commune aux composants actifs et passifs.

utilisés dans ce cadre. En terme de modélisation fine de ces composants, M. Gasperi a régulièrement travaillé sur le sujet durant les années 1990-2000 comme en témoignent notamment [GAS 96] et [GAS 05]. Toutefois, si la fragilité des condensateurs électrolytiques est bien connue, les solutions proposées pour dépasser cette difficulté sont souvent complexes [HAR 15]. Notre objectif premier étant clairement orienté vers des applications où l'aspect économique des solutions apportées est un critère majeur (automobile), nous nous sommes toujours efforcés d'exploiter au mieux les solutions techniques les plus simples (en l'occurrence, l'onduleur triphasé classique à deux niveaux) même si dans les perspectives de recherche (cf. chapitre 7), j'évoque des aménagements de la topologie du convertisseur, mais toujours en cherchant à garder une complexité et un coût minimaux au regard du gain obtenu.

Plan du mémoire scientifique

Dans les chapitres qui suivent, on traite tout d'abord (chapitre 3) des outils nécessaires à la compréhension du comportement d'un onduleur et de sa commande ainsi que ceux qui permettent de comparer les stratégies MLI les unes par rapport aux autres. A l'heure actuelle, nous avons un panel de critères d'évaluation couvrant l'onduleur et son environnement, à savoir :

- un indicateur des nuisances produites sur la charge alimentée par l'onduleur ;
- un indicateur des pertes par commutations produites dans le convertisseur ;
- un indicateur du stress provoqué sur le bus continu et plus précisément sur les condensateurs de découplage.

Ensuite, au chapitre 4, sont traitées les stratégies MLI vers lesquelles nous nous sommes orientés. La progression de la MLI vectorielle ou barycentrique (SVPWM) vers la stratégie « ultime » Uni-DCPWM n'est pas linéaire mais suit le cheminement de notre raisonnement lors de leur élaboration. Systématiquement, les critères d'évaluation des stratégies présentées au chapitre 3 leur sont appliquées. Ces deux premiers chapitres couvrent les travaux effectués durant la thèse de T. D. Nguyen tandis que les suivants portent sur le projet COPTON et en particulier sur la thèse de Romain Cousseau.

Le chapitre 5 traite de la constitution des condensateurs et tout particulièrement des condensateurs aluminium électrolytiques en vue de leur modélisation. Le positionnement du modèle proposé durant la thèse de Romain Cousseau est replacé dans le contexte de la littérature consacrée à ce sujet en insistant sur ses spécificité. Une attention particulière est portée sur le couplage électrique/thermique même si le modèle thermique utilisé reste simple et basé sur les données fournies par le constructeur.

L'objectif de la modélisation est de produire une description fine du composant afin de disposer

- d'une part d'un outil de détection du vieillissement (monitoring – cf. chapitre 6)
- et d'autre part d'un moyen d'évaluer les pertes dans le composant qui seront exploitées par la stratégie de contrôle MLI de l'onduleur.

En effet, ce deuxième point est l'objectif principal du projet COPTON car nous souhaitons, par une simple action sur la commande de l'onduleur, minimiser le stress et donc le vieillissement des condensateurs de découplage. Des propositions dans ce sens sont présentées dans les perspectives.

Finalement, ce mémoire scientifique se termine sur une conclusion des travaux menés jusqu'à maintenant et sur les perspectives que j'envisage au regard des résultats obtenus. Les perspectives que je propose se fondent sur non seulement sur les travaux en cours au laboratoire mais aussi sur mon évaluation des manques existants dans la littérature et des évolutions actuelles de la technologie des convertisseurs électroniques de puissance au sens large (composants passifs et actifs). En effet, ces dernières peuvent nécessiter des approfondissements et adaptations des outils développés jusqu'ici.

Chapitre 3.

Outils préliminaires pour l'étude des onduleurs

3.1. Modélisation vectorielle en tension

A partir de septembre 2008, j'ai encadré (avec G. Friedrich) la thèse de T. D. Nguyen sur un sujet intitulé « *Etude de stratégies de modulation de convertisseurs statiques dédiés à la réduction des perturbations conduites en environnement embarqué* » dans la continuité du travail de Julien Hobraiche. Dans le cadre de cette thèse et des publications associées, notamment [ACLI7] et [ACLI8], nous avons dû mettre en œuvre une « bibliothèque d'outils de comparaisons entre stratégies ». Pour ce faire, il convient tout d'abord de rappeler les bases de la modélisation vectorielle utilisée pour les onduleurs triphasés (et les machines associées d'ailleurs). Ensuite, nous analyserons les moyens de comparer différentes stratégies MLI en termes d'impact sur l'onduleur et son environnement (charge et source d'alimentation).

Tout d'abord, il est courant d'utiliser les *transformations de Clarke ou Concordia* pour établir un lien entre les tensions simples v_{aN} , v_{bN} et v_{cN} fournies¹ par l'onduleur (cf. figure 3.1) à une charge triphasée, la tension v_{dc} du bus continu et les commandes (fonctions de connexion) binaires c_a , c_b et c_c appliquées aux trois bras de pont.

La notion de fonction de connexion est très simple : il s'agit d'une simple fonction binaire (valant 0 ou 1) décrivant l'état d'un bras de pont :

- Une fonction de connexion est égale à 1 lorsque l'interrupteur du haut est en conduction (et l'interrupteur du bas est ouvert) ;
- Une fonction de connexion est égale à 0 lorsque l'interrupteur du bas est en conduction (et l'interrupteur du haut est ouvert).

On regroupera par la suite les trois commandes dans un vecteur noté $(\mathbf{c}_3) = (c_a, c_b, c_c)^t$:

$$(\mathbf{v}_{3N}) = \begin{pmatrix} v_{aN} \\ v_{bN} \\ v_{cN} \end{pmatrix} = \frac{v_{dc}}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} c_a \\ c_b \\ c_c \end{pmatrix} = \frac{2v_{dc}}{3} C_{32} \cdot C_{32}^t \cdot (\mathbf{c}_3) \quad (3.1)$$

1. Le point neutre N peut être réel ou virtuel mais on peut toujours définir une charge en étoile équivalente à une charge effectivement couplée en triangle grâce au théorème de Kennelly.

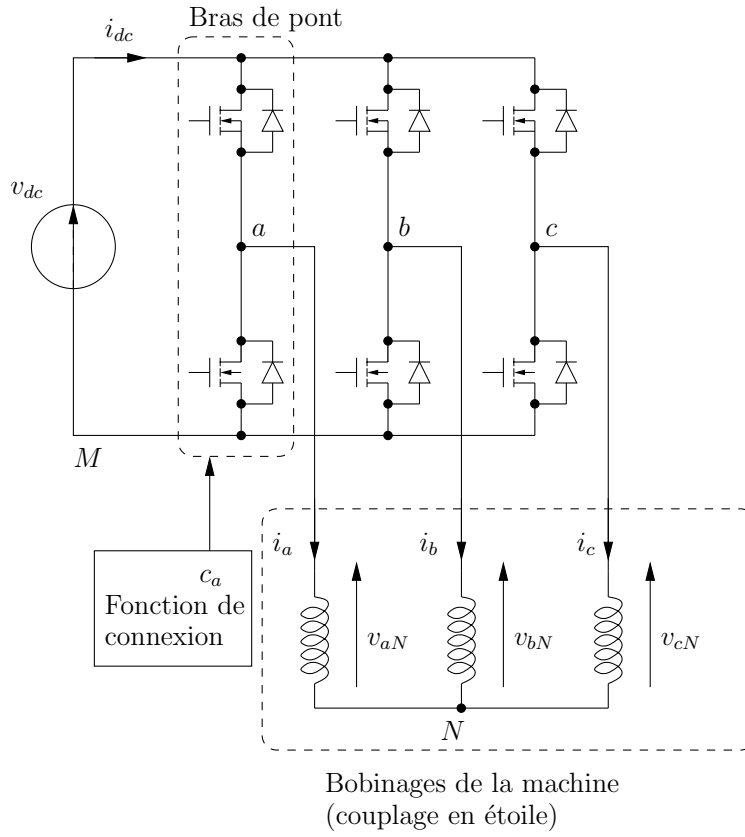


FIGURE 3.1. – Schéma de principe de l'onduleur triphasé

où :

$$C_{32} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{pmatrix} \quad (3.2)$$

On rappelle alors que la matrice C_{32} apparaît dans la transformation de Clarke d'un vecteur triphasé ($\mathbf{x}_3$) en un vecteur diphasé ($\mathbf{x}_2$) et une éventuelle composante (scalaire) homopolaire x_0 :

$$(\mathbf{x}_3) \triangleq C_{32} \cdot (\mathbf{x}_2) + C_{31} \cdot x_0 \quad (3.3)$$

Cette composante homopolaire fait apparaître une deuxième matrice C_{31} (plus précisément un vecteur) dont l'expression est :

$$C_{31} = \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{pmatrix} \quad (3.4)$$

Et on peut facilement vérifier qu'elle n'apparaît pas dans les tensions fournies à la charge de par les propriétés d'orthogonalité des composantes de C_{32} avec C_{31} :

$$C_{32}^t \cdot C_{31} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix} \text{ et } C_{31}^t \cdot C_{32} = \begin{pmatrix} 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (3.5)$$

On notera par ailleurs deux propriétés supplémentaires de ces matrices :

$$C_{32}^t \cdot C_{32} = \frac{3}{2} \mathbb{I}_2 \text{ et } C_{31}^t \cdot C_{31} = 3 \quad (3.6)$$

On peut alors réécrire l'équation (3.1) en s'appuyant sur la définition (3.3) de la transformation de Clarke :

$$C_{32} \cdot (\mathbf{v}_{2N}) + C_{31} \cdot v_{0N} = \frac{2v_{dc}}{3} C_{32}^t \cdot C_{32} \cdot (\mathbf{c}_3) \quad (3.7)$$

En multipliant à gauche par C_{32}^t les deux membres de l'équation (3.1) et en appliquant les propriétés (3.5) et (3.6) des matrices C_{31} et C_{32} , il vient finalement :

$$(\mathbf{v}_{2N}) = \begin{pmatrix} v_{\alpha N} \\ v_{\beta N} \end{pmatrix} = \frac{2v_{dc}}{3} C_{32}^t \cdot (\mathbf{c}_3) \quad (3.8)$$

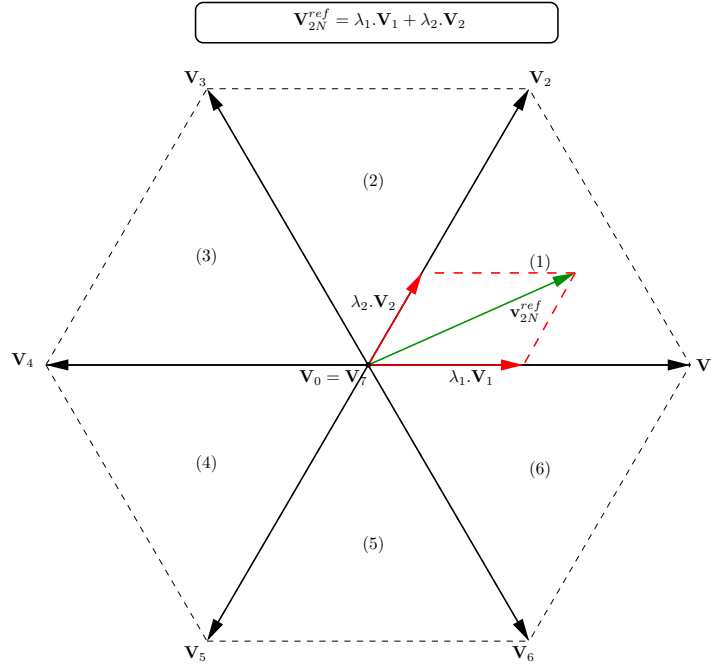


FIGURE 3.2. – Constellation des vecteurs $(\mathbf{v}_{2N})$ instantanés disponibles en sortie d'onduleur (module des vecteurs actifs : $\frac{2v_{dc}}{3}$)

Cette équation est celle qui permet d'aboutir au résultat, bien connu pour la MLI vectorielle, présenté à la figure 3.2, à savoir la génération par l'onduleur dans le plan $\alpha\beta$ des six vecteurs actifs $\mathbf{V}_1$ à $\mathbf{V}_6$ et de deux vecteurs nuls ($\mathbf{V}_0$ et $\mathbf{V}_7$) pour les différentes combinaisons possibles des trois commandes binaires c_a , c_b et c_c ($(\mathbf{c}_3) \in \{0,1\}^3$ – donc $2^3 = 8$ combinaisons). Il n'y a donc aucune composante homopolaire dans les tensions fournies à la charge quel que soit le vecteur des commandes $(\mathbf{c}_3)$.

On peut voir sur cette figure un vecteur de consigne $\mathbf{v}_{2N}^{ref}$ composé suivant deux vecteurs actifs : cette approche est la base de la MLI vectorielle détaillée dans le prochain chapitre. On notera

toutefois ici une définition de l'amplitude de ce vecteur :

$$\left\| \mathbf{v}_{2N}^{ref} \right\| = \frac{m \cdot v_{dc}}{2} \quad (3.9)$$

où m est appelé *indice de modulation*. Il s'agit du paramètre permettant de régler l'amplitude des tensions fournies à la charge. Dans le cas d'une MLI sinusoïdale, la valeur maximale² de m est 1 alors que dans le cas d'une MLI vectorielle, on peut atteindre la valeur optimale $m_{opt} = \frac{2}{\sqrt{3}} \simeq 1,15$.

3.2. Modélisation vectorielle en courant

L'équation (3.8) est à la base du développement des stratégies de MLI vectorielles mais elle ne constitue pas à elle-seule le modèle de l'onduleur. En effet, un tel modèle doit certes établir, au sens des « coupleurs », un lien entre la variable d'effort « amont » v_{dc} vers les variables d'effort « aval » ($\mathbf{v}_{2N}$) mais il doit aussi établir un lien entre les variables de flux de l'aval vers l'amont. Ainsi, on doit caractériser l'onduleur par une expression du courant i_{dc} en fonction des courants injectés dans la charge (i_a , i_b et i_c) et des commandes (c_a , c_b et c_c). On peut très facilement s'apercevoir à l'aide de la loi des nœuds que nous avons :

$$i_{dc} = c_a \cdot i_a + c_b \cdot i_b + c_c \cdot i_c \quad (3.10)$$

Cette relation, plus simple à obtenir que celle relatives aux tensions, peut s'avérer être un frein à la compréhension de l'impact des stratégies MLI sur le courant circulant dans les condensateurs de découplage. La transformation de Clarke est, pour cela, un précieux outil et de manière générale, le formalisme matriciel est très utile puisque l'on reconnaît à l'équation (3.10) un produit scalaire pouvant s'écrire comme suit :

$$i_{dc} = \begin{pmatrix} c_a & c_b & c_c \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} c_a \\ c_b \\ c_c \end{pmatrix}^t \cdot \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} \quad (3.11)$$

A partir de cette expression, on peut introduire les composantes de Clarke du vecteur ($\mathbf{i}_3$) = ($i_a \ i_b \ i_c$)^t sachant que la composante homopolaire est nulle³ :

$$(\mathbf{i}_3) = C_{32} \cdot (\mathbf{i}_2) \quad (3.12)$$

Sur cette base, on peut réécrire l'équation (3.11) de la manière suivante :

$$i_{dc} = \begin{pmatrix} c_a \\ c_b \\ c_c \end{pmatrix}^t \cdot C_{32} \cdot (\mathbf{i}_2) = (\mathbf{c}_3)^t \cdot C_{32} \cdot (\mathbf{i}_2) \quad (3.13)$$

2. en régime linéaire, c'est-à-dire sans écrêtage des consignes (on parle dans ce cadre de *surmodulation*)

3. En effet, puisque la charge est alimentée avec trois fils, nous avons $i_a + i_b + i_c = 0$.

Dans cette nouvelle expression, on reconnaît la transposition, à un coefficient près, de l'expression (3.8) du vecteur tension ($\mathbf{v}_{2N}$). On peut en fait définir un « vecteur tension normalisé » ($\tilde{\mathbf{v}}_{2N}$) dont l'expression est la suivante :

$$(\tilde{\mathbf{v}}_{2N}) = \frac{3}{2v_{dc}} (\mathbf{v}_{2N}) = C_{32}^t \cdot (\mathbf{c}_3) \quad (3.14)$$

Et cela permet de réécrire l'équation (3.13) de la manière suivante :

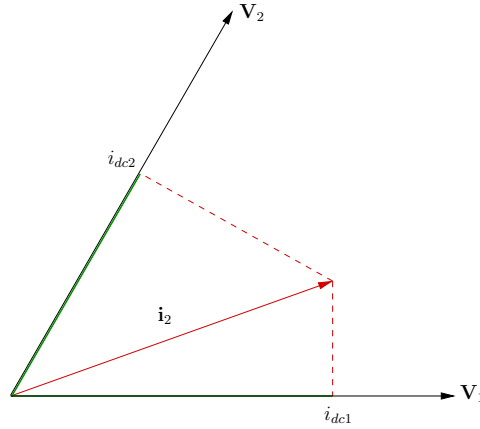


FIGURE 3.3. – Courant sur le bus DC et approche vectorielle

$$i_{dc} = (\tilde{\mathbf{v}}_{2N})^t \cdot (\mathbf{i}_2) \quad (3.15)$$

On reconnaît ici un produit scalaire entre le vecteur courant (côté charge) et le vecteur tension (également côté charge – mais sans dimension puisqu'il est normalisé). Ce résultat est illustré par le diagramme vectoriel de la figure 3.3 où on peut voir un vecteur courant $\mathbf{i}_2$ qui se traduit sur le bus continu par un courant i_{dc1} lorsque le vecteur $\mathbf{V}_1$ est appliqué et par un courant i_{dc2} lorsque le vecteur $\mathbf{V}_2$ est utilisé. L'équation (3.15) particulièrement important pour bien comprendre les bénéfices que peuvent apporter certaines stratégies MLI par rapport à d'autres vis-à-vis de l'ondulation du courant i_{dc} prélevé par l'onduleur sur son bus continu.

3.3. Stratégies MLI et critères d'évaluation

3.3.1. Généralités sur les stratégies MLI

Les stratégies MLI au sens large sont toutes les techniques de génération des commandes des bras de pont (c_a , c_b et c_c) permettant d'obtenir la grandeur de sortie souhaitée au niveau de l'onduleur. Cette grandeur peut être :

- la tension (cas des MLI classiques, de la modulation « pleine onde », des MLI précalculées, de la MLI $\Sigma - \Delta$) ;
- le courant (commandes en fourchette / par mode glissant, commandes prédictives).

Les différentes familles de MLI qui sont évoquées ici présentent chacune leurs avantages et leurs inconvénients. Dans la suite de ce mémoire, nous nous focaliserons sur les stratégies classiques à fréquence de découpage fixe pour lesquelles des consignes de tension sont fournies au contrôleur MLI par des boucles de régulation externes (régulations de courants/couple) imbriquées éventuellement dans une boucle de régulation de vitesse voire de position. Il convient toutefois de noter qu'un certain nombre d'éléments de cette étude restent pertinents pour une classe plus large de techniques de MLI.

En règle générale, on s'intéresse en premier lieu à la qualité des tensions fournies à la charge pour effectuer des comparaisons. Il s'agit en effet du critère fondamental qui a été longtemps considéré comme prépondérant. Ainsi, diverses techniques et outils mathématiques ont été développés pour quantifier les apports de telle ou telle stratégie par rapport à telle autre. Les outils les plus basiques pour une telle étude sont tout naturellement :

- la décomposition en série de Fourier et sa généralisation aux signaux non périodiques, la transformée de Fourier ;
- le taux de distorsion harmonique.

Dans une recherche de généralité, la normalisation vis-à-vis de la fréquence de découpage s'est avérée nécessaire ou plus précisément vis-à-vis du ratio entre fréquence modulante (celle des consignes sinusoïdales « basse fréquence ») et fréquence de découpage car il est bien connu que lorsqu'il descend en dessous de 20 environ, des précautions⁴ doivent être prises pour éviter des phénomènes particulièrement gênants pour la charge (*e.g.* sous-harmoniques). En outre, il peut être utile (voire essentiel) d'intégrer dans l'analyse le comportement de la charge pour réellement caractériser une MLI. En effet, les charges utilisées en électrotechnique sont classiquement des machines utilisant des conducteurs bobinés et donc, leur comportement inductif les rend plus sensibles aux harmoniques « à basses fréquences » qu'à « hautes fréquences ». Dans ce contexte, il est naturel de pénaliser les premiers harmoniques dans le cadre d'un calcul de distorsion pondérée. Tous ces points sont abordés dans le paragraphe 3.3.2.1 mais il faut néanmoins souligner le fait que l'on ne saurait se contenter d'analyses scalaires pour l'étude d'onduleurs triphasés. En effet, les outils synthétiques qui viennent d'être cités (taux de distorsion harmonique pondéré ou non) sont parfaitement adaptés à l'étude d'un onduleur monophasé mais ne peuvent pas (tout du moins totalement) rendre compte du comportement d'un onduleur triphasé : pour cela, un outil *ad hoc* a été développé par Hava en 1998 [HAV 98a], à savoir le flux harmonique (vectoriel) qui lui-aussi sera présenté au paragraphe 3.3.2.1.

Le choix de la fréquence de découpage (indépendamment de la fréquence modulante) a, quant à lui, un rôle dans le comportement de l'onduleur lui-même : en effet, lorsqu'un bras de pont commute, on considère généralement qu'il dissipe une énergie (sous forme de chaleur) proportionnelle à la tension commutée et au courant commuté. On peut en effet très classiquement trouver dans les datasheets des fabricants des énergies d'amorçage et de blocage $W_{ON/OFF}^0$ spécifiées pour une tension U_0 et un courant I_0 donnés et il est également indiqué que si on souhaite calculer les pertes $W_{ON/OFF}^1$ pour une tension et un courant différents (U_1 et I_1 respectivement),

4. Synchronisation entre porteuse et modulante voire utilisation de MLI précalculées (donc synchrones), utilisation de MLI de type $\Sigma - \Delta$, etc.

il suffit d'appliquer la formule :

$$W_{ON/OFF}^1 = \frac{U_1 \cdot I_1}{U_0 \cdot I_0} \cdot W_{ON/OFF}^0 \quad (3.16)$$

Sur cette base, on peut alors proposer un modèle de pertes par commutations pour différentes stratégies MLI et les comparer entre elles. Le critère ainsi formé, que nous appellerons SLF (pour *Switching Loss Function*), fait l'objet du paragraphe 3.3.2.2.

Pour finir, l'impact de l'onduleur sur sa propre alimentation est un sujet assez peu étudié (mis à part les problématiques de CEM) alors que, comme cela a été évoqué dans le chapitre d'introduction (chapitre II), il y a un lien direct entre la stratégie MLI utilisée et le courant AC qui va circuler dans les condensateurs de découplage situés sur le bus DC. S'agissant du paramètre dimensionnant principal de ces composants (et non la valeur de la capacité comme cela a été montré dans [CN6]).

3.3.2. L'onduleur et son environnement

On peut donc résumer la situation comme ceci : dès lors qu'une stratégie MLI est appliquée pour la commande d'un onduleur triphasé, elle assurera autant que possible la fonction demandée (fourniture de tensions/courants à basse fréquence nécessaires à la charge) mais induira des nuisances sur l'ensemble de la chaîne de conversion d'énergie électrique :

- distorsions des tensions/courants dans les enroulements de la charge (causes de nuisances acoustiques, de vibrations, de pertes supplémentaires, de perturbations électromagnétiques) ;
- pertes par commutation dans les interrupteurs constitutifs de l'onduleur lui-même ;
- perturbations sur le bus continu d'alimentation et notamment un courant circulant dans les condensateurs de découplage (provoquant un stress de ces derniers).

L'objectif est par conséquent de se munir d'outils quantitatifs permettant de comparer les stratégies MLI sur tous ces points et non uniquement sur le premier critère que l'on pourrait nommer « *qualité d'alimentation de la charge* ».

3.3.2.1. Impact de la MLI sur l'aval

Dès que l'on s'intéresse à l'impact de la MLI sur l'aval (et donc la charge) de l'onduleur, on cherche à comparer les tensions fournies par rapport à ce que l'on considère comme la tension idéale. Dans le contexte de l'électrotechnique, la forme d'onde idéale est un signal sinusoïdal et la comparaison que l'on souhaite effectuer peut s'appuyer tout naturellement sur la décomposition en séries de Fourier (DSP)⁵ des formes d'ondes réelles. On rappelle ici la définition de la DSP d'un signal T -périodique $x(t)$ uniquement pour fixer les notations utilisées par la suite :

$$x(t) = a_0 + \sum_{k=1}^{\infty} a_k \cdot \cos\left(\frac{2k\pi t}{T}\right) + b_k \cdot \sin\left(\frac{2k\pi t}{T}\right) \quad (3.17)$$

5. Voir la transformée de Fourier si l'on sort du contexte périodique.

où :

$$\begin{cases} a_0 = \frac{1}{T} \int_0^T x(t).dt \\ a_k = \frac{2}{T} \int_0^T x(t). \cos\left(\frac{2k\pi t}{T}\right).dt \\ b_k = \frac{2}{T} \int_0^T x(t). \sin\left(\frac{2k\pi t}{T}\right).dt \end{cases} \quad (3.18)$$

Il est donc classique de dire que la MLI doit rejeter aussi loin que possible les composantes harmoniques de la fréquence fondamentale (qui représente le signal sinusoïdal recherché). Cet objectif est bien évidemment entravé par les limites fixées par la technologie des semi-conducteurs en termes de pertes par commutations mais il est important de noter que des critères synthétiques peuvent être déduits de cette analyse spectrale :

- le taux de distorsion harmonique, pondéré ou non (pour les onduleurs monophasés) ;
- le flux harmonique (dans le cas triphasé).

3.3.2.1.1. Taux de distorsion harmonique Le taux de distorsion harmonique (TDH) consiste à calculer le ratio entre la valeur efficace des composantes harmoniques contenues dans le signal que l'on souhaite analyser et la valeur efficace d'un signal de référence. Deux variantes de TDH (ou THD – pour *Total Harmonic Distortion*) existent dans la littérature :

- celle proposée par l'IEC (ou CEI en français pour *Commission Electrotechnique Internationale*) pour laquelle la référence est la valeur efficace totale du signal ;
- celle proposée par l'IEEE/DIN pour laquelle la référence est la valeur efficace de la composante fondamentale uniquement.

On rappellera alors la formule de Parseval-Plancherel établissant un lien entre la valeur efficace X_{eff} du signal $x(t)$ (à valeur moyenne nulle – *i.e.* $a_0 = 0$) et ses composantes de Fourier :

$$X_{\text{eff}} = \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} \left(\frac{a_k^2 + b_k^2}{2} \right)} \quad (3.19)$$

On en déduit donc que :

$$\text{TDH}_{\text{IEC}} = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} \left(\frac{a_k^2 + b_k^2}{2} \right)}}{X_{\text{eff}}} \text{ et } \text{TDH}_{\text{IEEE/DIN}} = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} \left(\frac{a_k^2 + b_k^2}{2} \right)}}{\sqrt{\frac{a_1^2 + b_1^2}{2}}} \quad (3.20)$$

Ces deux définitions conduisent au même résultat intuitif pour les signaux peu distordus : *le TDH tend vers zéro lorsque le signal analysé tend vers une sinusoïde*. Par contre, le TDH au sens de la définition « IEC » est toujours inférieur à 1 quelle que soit la qualité du signal alors qu'il peut dépasser cette valeur avec la définition « IEEE/DIN » pour un signal très distordu.

Il convient néanmoins de s'interroger sur la grandeur que l'on souhaite analyser pour savoir si le TDH obtenu est pertinent. En effet, les distorsions visibles sur la tension ⁶ n'ont pas nécessairement d'effet sur la charge alimentée : ce constat est à la base de l'électronique de puissance puisque l'on exploite le pouvoir filtrant (de type passe-bas) de la charge pour faire en sorte

6. Il s'agit d'un signal en créneaux !

qu'elle ne soit sensible qu'à la composante fondamentale de la tension alors que tous les harmoniques « en hautes fréquences » lui sont invisibles. Dans notre cas, nous disposons de charges inductives (*i.e.* bobinées) dont l'impédance est proportionnelle à la fréquence. Par conséquent, si l'on s'intéresse à un harmonique de courant de valeur efficace I_k par rapport au fondamental de pulsation ω , on a :

$$I_k = \frac{V_k}{L.k.\omega} \quad (3.21)$$

Afin de garder une certaine généralité, on s'affranchit généralement de la réactance $L.\omega$ et on se contente d'analyser les composantes harmoniques pondérées t_k de la tension :

$$t_k = \frac{V_k}{k} \quad (3.22)$$

pour lesquels on peut utiliser les mêmes outils que précédemment (TDH suivant les deux définitions IEC et IEEE/DIN).

3.3.2.1.2. Flux harmonique Le flux harmonique est un concept introduit en particulier par Hava dans [HAV 98a] pour disposer d'un outil similaire à celui du taux de distorsion pondéré vu au paragraphe précédent mais adapté cette fois-ci à l'étude des onduleurs triphasés. D'une certaine manière, cet outil est très similaire à celui rencontré pour le contrôle d'un onduleur avec la modulation $\Sigma - \Delta$ car on commence par s'intéresser à la différence vectorielle, notée $\vec{\Delta}$ entre la tension de consigne $\mathbf{v}_{2N}^{\text{ref}}$ et le vecteur tension instantané $\mathbf{V}_k$ présent en sortie de l'onduleur :

$$\vec{\Delta} = \mathbf{V}_k - \mathbf{v}_{2N}^{\text{ref}} \quad (3.23)$$

et ensuite, on procède au calcul de l'intégrale $\vec{\Sigma}$ de cette tension « d'erreur » pour évaluer l'écart « dans la durée » entre la stratégie MLI analysée et le vecteur tension idéal⁷ :

$$\vec{\Sigma}(t) = \int_0^t \vec{\Delta}(\tau) . d\tau \quad (3.24)$$

Remarque 1. On utilise la notation avec des flèches des vecteurs $\vec{\Delta}$ et $\vec{\Sigma}$ contrairement aux tensions $\mathbf{V}$ notées en gras pour éviter toute ambiguïté et pour une raison de lisibilité. En effet, les lettres grecques utilisées dans les équations (et même à l'intérieur du texte) n'autorisent pas l'utilisation du **gras** (tout du moins de manière visible). Ce sera également le cas pour les grandeurs réduites correspondantes introduites ci-dessous (notées respectivement $\vec{\delta}$ et $\vec{\sigma}$).

En fait, pour s'affranchir des cas particuliers, on procède plutôt à une normalisation des deux vecteurs vis-à-vis de la tension v_{dc} du bus continu d'une part et par la période de découpage T_d d'autre part :

$$\vec{\delta} = \frac{2}{v_{dc}} \vec{\Delta} \text{ et } \vec{\sigma}(\xi) = \frac{2}{v_{dc}.T_d} \vec{\Sigma}(t = \xi.T_d) \quad (3.25)$$

7. qui normalement décrit un cercle parfait à vitesse angulaire constante dans le plan $\alpha\beta$ en régime permanent sinusoïdal.

On peut alors écrire que :

$$\vec{\sigma}(\xi) = \int_0^\xi \delta(u).du \quad (3.26)$$

Remarque 2. On note dans l'expression du vecteur $\vec{\sigma}$ l'apparition d'un « temps réduit » $\xi = t/T_d$. Il faut noter que ce choix peut être différent si on utilise une MLI à porteuse triangulaire symétrique puisque l'intégration sur la période complète peut être obtenue en multipliant par 2 l'intégrale sur une demi-période. Dans ce cas, nous choisirons plutôt comme temps réduit $\xi' = 2t/T_d$ et le vecteur $\vec{\sigma}$ s'écrira alors :

$$\vec{\sigma}(\xi') = \frac{4}{v_{dc}.T_d} \vec{\Sigma}(t = \xi'.T_d) \quad (3.27)$$

sans changer le résultat ainsi obtenu.

Le calcul effectif des vecteurs $\vec{\delta}$ et $\vec{\sigma}$ (ou encore $\vec{\Delta}$ et $\vec{\Sigma}$) ne pose pas de problème particulier lorsque l'on considère que la fréquence de découpage $F_d = 1/T_d$ est grande devant la fréquence modulante⁸ $F_m = 1/T_m$. En effet, dans ce cas, on peut supposer le vecteur $\mathbf{v}_{2N}^{\text{ref}}$ comme immobile durant une période de découpage et ainsi, le vecteur d'erreur $\vec{\delta}$ peut être considéré comme constant par morceau. Cela peut aisément être illustré dans le cas de la MLI barycentrique⁹ (que nous appellerons pas la suite SVPWM pour *Space-Vector Pulse Width Modulation*) en prenant le cas de figure où $\mathbf{v}_{2N}^{\text{ref}}$ se trouve dans le secteur (1). Ainsi, la période de découpage pourra être décomposée de la manière suivante :

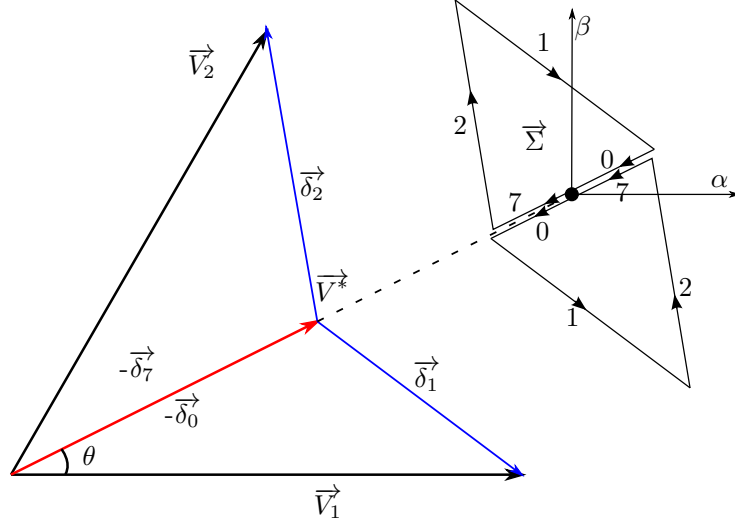
- application du vecteur $\mathbf{V}_0$ pendant une durée $\frac{\lambda_{07}.T_d}{4}$;
- application du vecteur $\mathbf{V}_1$ pendant une durée $\frac{\lambda_1.T_d}{2}$;
- application du vecteur $\mathbf{V}_2$ pendant une durée $\frac{\lambda_2.T_d}{2}$;
- application du vecteur $\mathbf{V}_7$ pendant une durée $\frac{\lambda_{07}.T_d}{2}$;
- application du vecteur $\mathbf{V}_2$ pendant une durée $\frac{\lambda_2.T_d}{2}$;
- application du vecteur $\mathbf{V}_1$ pendant une durée $\frac{\lambda_1.T_d}{2}$;
- application du vecteur $\mathbf{V}_0$ pendant une durée $\frac{\lambda_{07}.T_d}{4}$;

en notant bien que $\lambda_1 + \lambda_2 + \lambda_{07} = 1$ afin que la période de découpage soit strictement égale à T_d . La trajectoire du vecteur $\vec{\Sigma}$ est illustrée à la figure 3.4 dans le cas d'une SVPWM sur une période de découpage dans le secteur (1).

On peut voir dans ce cas particulier que la trajectoire du vecteur effectue deux motifs symétriques et qu'une simplification possible du calcul consiste à ne traiter qu'une demi-période de découpage. On rappelle que $\vec{\Sigma}$ est associé à une grandeur réduite $\vec{\sigma}$ rendant l'étude indépendante de la valeur de la tension v_{dc} . commence donc par intégrer le carré du module de $\vec{\sigma}$ sur

8. Il s'agit de la fréquence de rotation (en Hz mais aussi en tr/s) du vecteur de référence $\mathbf{V}_{\text{ref}}$ dans le plan $\alpha\beta$.

9. Ceci anticipe légèrement les éléments présentés dans le chapitre suivant mais il s'agit de résultats néanmoins classiques.


 FIGURE 3.4. – Analyse du flux harmonique $\vec{\Sigma}$ pour une SVPWM

une période de découpage, correspondant au carré d'un flux (harmonique) efficace normalisé ψ_n :

$$\psi_n^2 = \int_0^1 \left(\underbrace{\int_0^\xi \vec{\delta}(u) \cdot du}_{\vec{\sigma}(\xi)} \right)^2 \cdot d\xi \quad (3.28)$$

Il s'agit d'un calcul effectué sur une variable réduite ξ correspondant pour l'intervalle $[0; 1]$ à la période de découpage $[0; T_d]$. Ce n'est donc pas une échelle de temps significative pour évaluer la distorsion introduite par la MLI sur les formes d'ondes à basse fréquence fournies à la charge de l'onduleur : il faut poursuivre l'analyse à l'échelle de la période fondamentale (ou modulante T_m). Pour cela, on peut commencer par étendre le calcul de ψ_n à un nombre N de périodes de découpage en calculant une moyenne discrète de plusieurs intégrales de la forme (3.28) :

$$\psi_n^2 = \frac{1}{N \cdot T_d} \cdot \sum_{k=0}^{N-1} \left\{ \int_0^1 \left(\underbrace{\int_0^\xi \vec{\delta}_k(u) \cdot du}_{\vec{\sigma}_k(\xi)} \right)^2 \cdot d\xi \right\} \quad (3.29)$$

Remarque 3. On notera la présence de l'indice k sur les vecteurs $\vec{\sigma}_k$ et $\vec{\delta}_k$ car ces vecteurs changent d'une période de découpage à une autre. Une fois l'équation (3.29) établie, on peut traiter le cas où $T_m = N \cdot T_d$ avec $N \gg 1$: dans ce cas, on reconnaît une somme de Riemann dont le passage à la limite où $N \rightarrow \infty$ conduit au résultat suivant :

$$\psi_n^2 = \frac{1}{T_m} \int_0^{T_m} \int_0^1 \left(\underbrace{\int_0^\xi \vec{\delta}_t(u) \cdot du}_{\vec{\sigma}_t(\xi)} \right)^2 \cdot d\xi \cdot dt \quad (3.30)$$

où l'indice t symbolise la dépendance des vecteurs intégrés vis-à-vis du temps à l'échelle « basse fréquence ». On notera d'ailleurs que l'on pourra procéder à un changement de variable en utilisant un angle θ variant entre 0 et 2π .

Ce calcul assez délicat ne peut conduire à une expression analytique que dans des cas particuliers de stratégies MLI et notamment la SVPWM comme cela a été montré dans [HAV 98a] avec le résultat suivant :

$$\psi_n^{\text{SVPWM}}(m) = \sqrt{\frac{3}{\pi} \left(\frac{\pi}{36} m^2 - \frac{2\sqrt{3}}{27} m^3 + \left(\frac{\pi}{32} - \frac{3\sqrt{3}}{128} \right) m^4 \right)} \quad (3.31)$$

3.3.2.2. Impact de la MLI sur l'onduleur

Les commutations forcées (commandées) sont des phénomènes dissipatifs que subit donc le convertisseur lui-même. Comme cela a été indiqué à la sous-section 3.3.1, les pertes par commutations peuvent être considérées comme proportionnelles à la tension et au courant commutés. Dans le contexte de l'onduleur, on peut donc dire que seule la valeur du courant commuté sera importante dans l'analyse du comportement d'une stratégie donnée par rapport à une autre car on considèrera que la tension (du bus continu) sera constante au cours du temps et indépendante de la commande de l'onduleur. Dans ces conditions, on peut écrire l'énergie W_{1com} dissipée par un bras de pont sur un cycle de fermeture/ouverture des interrupteurs de la manière suivante :

$$W_{\text{1com}}(I_{\text{out}}(t)) = W_{\text{ON}} + W_{\text{OFF}} = \kappa \cdot |I_{\text{out}}(t)| \quad (3.32)$$

En effet, à l'échelle de la période de découpage, on peut supposer que le courant I_{out} de sortie du bras de pont évolue suffisamment lentement pour considérer qu'il est constant et donc identique au moment des deux commutations d'un bras de pont¹⁰. Il suffit alors de noter que les instants de commutation à l'intérieur d'une période n'ont que peu d'intérêt dans l'évaluation des pertes : *seule importe la présence ou non de commutation dans une période T_d donnée*. Sur ces considérations, on peut finalement évaluer les pertes (en Watts) en moyennant l'énergie dissipée sur une période fondamentale T_f :

$$P_{\text{1com}} = \frac{\sum_{k=0}^{N=T_f/T_d-1} W_{\text{1com}}(I_{\text{out}}(t = k.T_d))}{T_f} = \frac{\kappa}{T_f} \sum_{k=0}^{N=T_f/T_d-1} |I_{\text{out}}(k.T_f)| \quad (3.33)$$

On notera dans cette somme le nombre N correspondant au nombre de périodes de découpage T_d sur une période fondamentale T_f . En fait, ce nombre n'est généralement pas entier mais il est suffisamment grand pour que l'on puisse négliger la partie décimale. On peut ensuite reformuler cette égalité pour faire apparaître une somme de Riemann¹¹ dont on sait que, si le découpage

10. Il est en outre évident que les pertes sont toujours positives et ne sont donc pas proportionnelles à I_{out} mais à sa valeur absolue.

11. avec des rectangles de largeur T_d .

est suffisamment fin, elle a pour limite l'intégrale suivante :

$$P_{1\text{com}} = \frac{\kappa}{T_f \cdot T_d} \sum_{k=0}^{N=T_f/T_d-1} T_d \cdot |I_{\text{out}}(kT_f)| = \frac{\kappa}{T_f \cdot T_d} \int_0^{T_f} |I_{\text{out}}(t)| \cdot dt \quad (3.34)$$

Dans le cas de l'étude théorique des commutations, on fait généralement l'hypothèse que les courants injectés dans la charge sont purement sinusoïdaux, d'amplitude I_{max} et de fréquence $F_f = 1/T_f$:

$$I_{\text{out}}(t) = I_{\text{max}} \cdot \sin\left(\frac{2\pi t}{T_f}\right) \quad (3.35)$$

On peut alors calculer les pertes comme suit :

$$P_{1\text{com}} = \frac{\kappa \cdot I_{\text{max}}}{\pi \cdot T_f \cdot T_d} \int_0^\pi \sin \theta \cdot d\theta = \frac{2\kappa \cdot I_{\text{max}}}{\pi \cdot T_f \cdot T_d} = P_{1\text{com}}^{\text{ref}} \quad (3.36)$$

On note ces pertes $P_{1\text{com}}^{\text{ref}}$ tout simplement car il s'agit de pertes de références obtenues pour toutes les stratégies continues. En effet, on a considéré ici une somme de Riemann (et par continuité une intégrale) s'étendant sur toute la période fondamentale. Cela signifie que le bras de pont analysé à commuté à chaque période de découpage : cela correspond bien à des stratégies continues. Or, comme cela sera mis en évidence dans le prochain chapitre, il existe des stratégies MLI discontinues qui permettent de bloquer un bras de pont systématiquement dans l'onduleur et par conséquent éviter les pertes correspondantes. En fait, dans ce cas, l'intégrale de l'équation (3.34) doit être réécrite de la manière suivante :

$$P_{1\text{com}} = \frac{\kappa}{T_f \cdot T_d} \int_0^{T_f} f_{\text{sw}}(t) \cdot |I_{\text{out}}(t)| \cdot dt \quad (3.37)$$

où $f_{\text{sw}}(t)$ est une fonction valant un partout où des commutations ont lieu et égale à zéro lorsque le bras est bloqué dans un état sur une (mais plus généralement plusieurs) période(s) de découpage. Une fois cette définition admise, on peut étendre à tout l'onduleur l'expression des pertes (que l'on pourra noter $P_{3\text{com}}$) car on doit généralement avoir :

$$P_{3\text{com}} = 3P_{1\text{com}} \quad (3.38)$$

En effet, il est souhaitable pour des raisons de fiabilité d'un module électronique de puissance d'éviter des points chauds : un équilibrage des pertes est donc systématiquement recherché. C'est pourquoi on peut continuer à raisonner sur un seul bras de pont pour définir la fonction des pertes par commutation que l'on notera SLF (pour *Switching Loss Function*), exprimée en %, et dont l'objectif est de comparer une stratégie MLI donnée par rapport aux stratégies de référence (*i.e.* les stratégies continues) :

$$\text{SLF} [\%] = 100 \times \frac{P_{1\text{com}}}{P_{1\text{com}}^{\text{ref}}} \quad (3.39)$$

Remarque 4. Ce critère d'évaluation est potentiellement sensible au facteur de puissance de la

charge ainsi qu'à l'amplitude des tensions qui lui sont fournies (et donc à l'indice de modulation) comme nous le verrons dans le chapitre suivant.

3.3.2.3. Impact de la MLI sur l'amont

Comme cela a été indiqué à plusieurs reprises, ce point étant assez peu étudié dans la littérature, c'est tout naturellement sur lui que nous avons concentré notre travail. Cela est d'autant plus justifié au regard des problèmes mis en évidence au chapitre II. Un premier critère d'analyse consiste à caractériser la valeur efficace de la composante AC du courant i_{dc} . Pour cela, on écrit le courant i_{dc} sous la forme :

$$i_{dc} = I_{dc} + \tilde{i}_{dc} \quad (3.40)$$

où I_{dc} est une constante et où $\tilde{i}_{dc}$ est précisément la composante AC que l'on souhaite caractériser.

En effet, la source de tension v_{dc} est généralement obtenue par une structure de la forme de celle présentée à la figure 3.5. Dans ces conditions, il est raisonnable de considérer que si la capacité de découplage est judicieusement choisie, la composante AC de i_{dc} circule *intégralement* dans le condensateur ($i_C = -\tilde{i}_{dc}$).

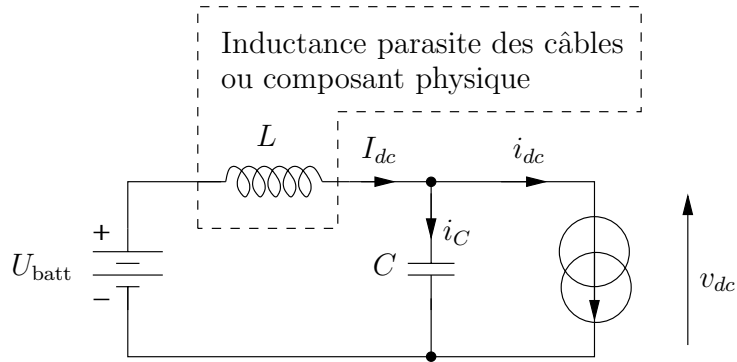


FIGURE 3.5. – Schéma de principe du bus DC de l'onduleur

Il a été montré dans [DAH 96] que la valeur efficace de ce courant présente une expression particulière pour toutes les stratégies utilisant des vecteurs actifs adjacents sur une période de découpage (MLI sinusoïdale basique, SVPWM et même les stratégies discontinues qui ont déjà été évoquées). Cette expression est la suivante :

$$\tilde{i}_{dc(\text{SVPWM})}^{\text{RMS}} = I_{\max} \cdot \sqrt{\frac{\sqrt{3}m}{4\pi} + \left(\frac{\sqrt{3}m}{\pi} - \frac{9m^2}{16} \right) \cos^2 \varphi} \quad (3.41)$$

où m est l'indice de modulation utilisé pour le pilotage de l'onduleur tandis que $I_{\max}$ et $\cos \varphi$ sont respectivement l'amplitude des courants et le facteur de puissance au niveau de la charge. Le tracé correspondant est présenté à la figure 3.6.

Dans le cas d'un découplage basé sur des condensateurs aluminium électrolytiques, nous avons montré dans [CN6] que l'ondulation de tension n'est pas impactée de manière significative sur le choix de la fréquence de découpage ou sur la valeur de la capacité : le seul critère dimensionnant

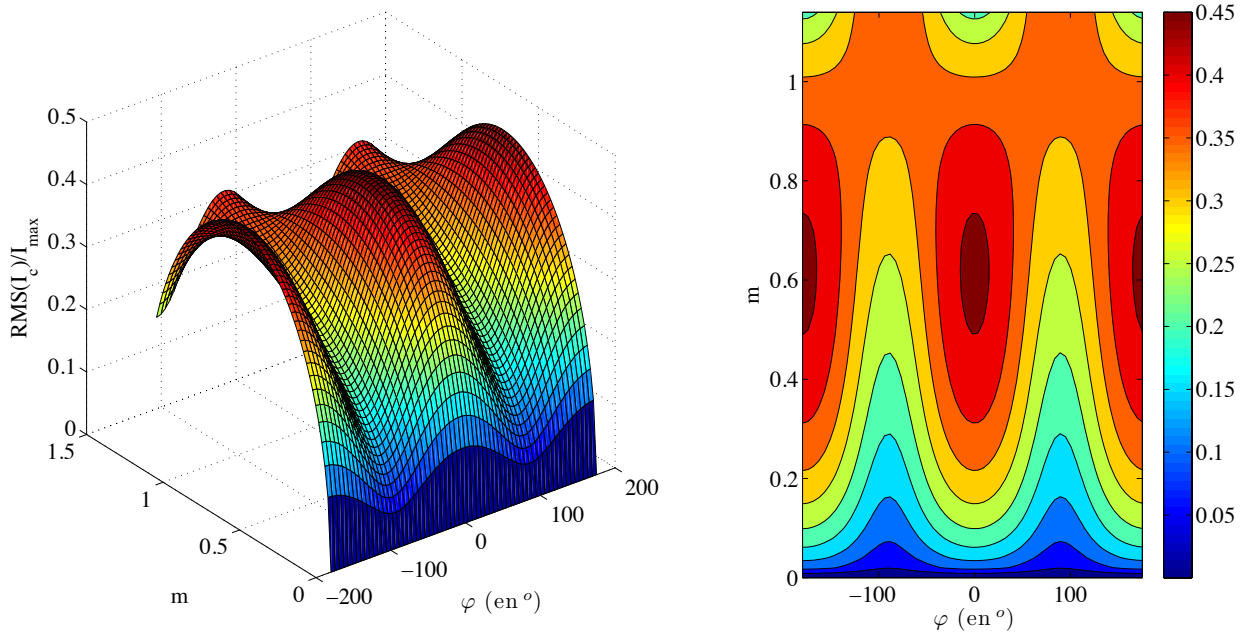


FIGURE 3.6. – Courant efficace dans le condensateur de découplage en fonction de m et de φ

des condensateurs de découplage porte sur la valeur du courant efficace qu'ils peuvent supporter. En fait, une conclusion non explicitée dans cet article est que les condensateurs électrolytiques présentent une impédance quasiment constante sur une gamme de fréquence située entre 10 et 100 kHz. Cela correspond précisément à la gamme de fréquence dans laquelle se trouve la fréquence de découpage et ses premiers multiples pour un onduleur de traction pour véhicule électrique ou hybride. Le dimensionnement se résume donc à satisfaire les contraintes imposées par l'équation (3.41) pour tous les points de fonctionnement.

Néanmoins, il apparaît que l'évolution de la technologie et des contraintes de certaines applications (notamment dans le secteur automobile) ait conduit à effectuer le découplage avec des condensateurs à film plastique (polypropylène) comme dans la note d'application Infineon [INF 14] consacrée au module Hybrid Pack 2. Dans ce cas, un critère synthétique ne suffit plus car le module de l'impédance est nettement différent de celui d'un condensateur électrolytique (avec un facteur de qualité plus élevé) : la distribution spectrale des composantes du courant s'avère alors une donnée significative.

On peut alors analyser directement le spectre de i_{dc} (cf. figure 3.7) mais une représentation cumulative, telle qu'utilisée dans [ACLI11] se révèle souvent plus intéressante. Il s'agit d'une représentation normalisée indiquant la part du courant efficace total (en %) en dessous d'une fréquence donnée (cf. figure 3.8).

Ce spectre cumulatif $\text{Cumul}(i_C)$ est obtenu, comme indiqué en haut de la figure avec le ratio suivant :

$$\text{Cumul}(i_C) = \frac{i_{C_{rms}}^{BF}}{\text{RMS}(i_C)} \quad (3.42)$$

où $\text{RMS}(i_C)$ est la valeur efficace totale du courant dans le condensateur (notée également $\tilde{i}_{dc(\text{SVPWM})}^{\text{RMS}}$ à l'équation (3.41) pour la SVPWM) et où $i_{C_{rms}}^{BF}$ est la valeur efficace partielle du courant dans le(s) condensateur(s) en dessous d'une certaine fréquence (ou pulsation). C'est

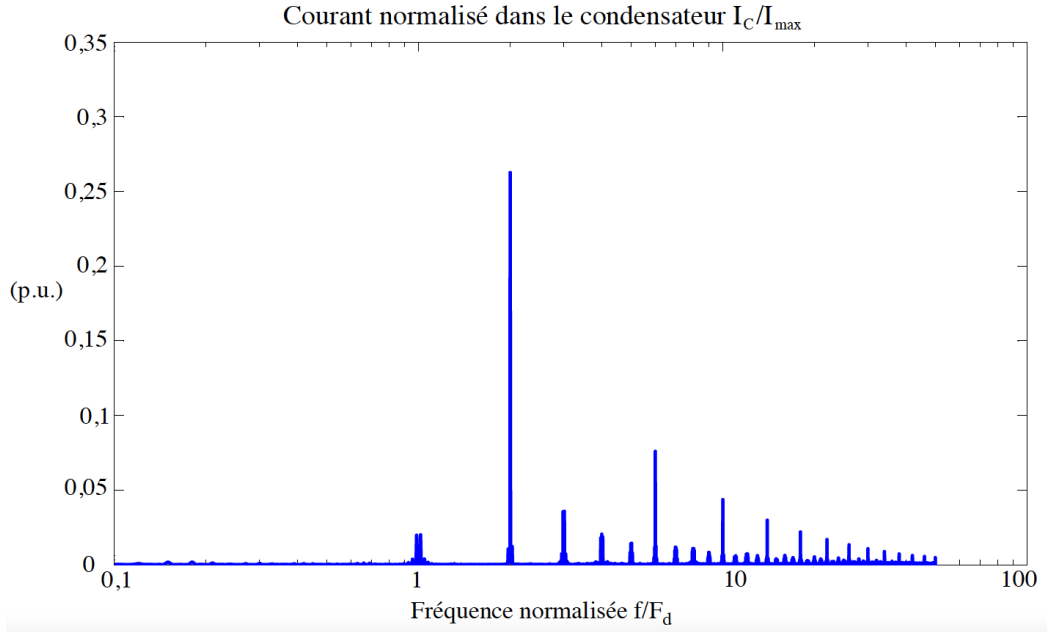


FIGURE 3.7. – Spectre du courant efficace dans le condensateur de découplage pour un point de fonctionnement donné (m, φ) et une stratégie donnée (ici une SVPWM)

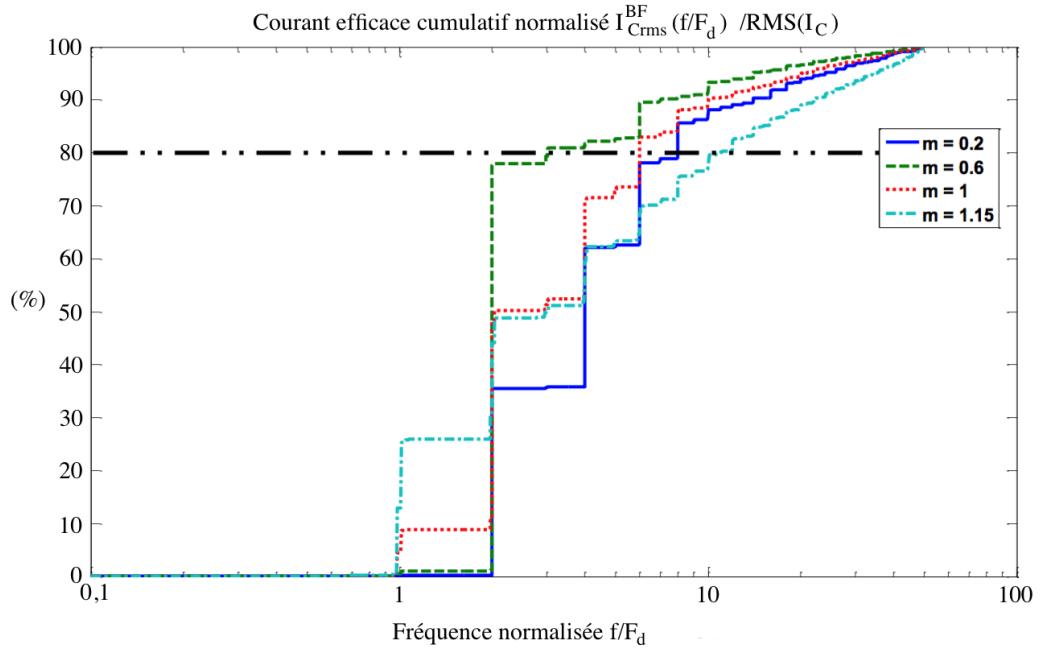


FIGURE 3.8. – Spectre cumulé du courant efficace dans le condensateur de découplage pour $\varphi = 0$ et différentes valeurs de m (toujours pour une SVPWM)

d'ailleurs pour cette raison que dans la figure, on indique explicitement qu'elle varie en fonction de la fréquence normalisée f/F_d .

Pour calculer cette valeur efficace partielle, on peut se placer dans le cas général de la transformée de Fourier $\mathcal{I}_C(f)$ du courant i_C ;

$$\mathcal{I}_C(f) = \int_{\mathbb{R}} i_C(t) \cdot e^{-j2\pi ft} \cdot dt \quad (3.43)$$

et étendre le théorème de Parseval-Plancherel au domaine des signaux non-périodiques :

$$\int_{\mathbb{R}} |i_C(t)|^2 \cdot dt = \int_{\mathbb{R}} |\mathcal{I}_C(f)|^2 \cdot df \quad (3.44)$$

Remarque 5. On notera que l'intégrale temporelle est à *support fini* puisque les relevés pratiques (simulations ou expérimentations) ont une durée limitée. En pratique, ces calculs ne posent donc pas de grandes difficultés et, bien qu'approximatifs, les spectres calculés numériquement (FFT) tendent suffisamment « vite » vers zéro après les premiers paquets d'harmoniques (typiquement au-delà de 10 fois la fréquence de découpage).

Ces spectres sont visiblement dépendants de l'indice de modulation m mais ils sont également impactés par le facteur de puissance de la charge (et donc de φ que nous avons supposé égal à 0 dans le cas de la figure 3.8). Au niveau de l'axe des fréquences, nous avons procédé à une normalisation vis-à-vis de la fréquence de découpage F_d sans nous soucier de la fréquence modulante F_m . Il est clair que cette dernière peut également avoir un impact mais celui-ci restera modéré tant que le rapport F_d/F_m reste grand devant 1.

Chapitre 4.

Développement de stratégies MLI pour la réduction du stress sur l'amont

4.1. Contexte des stratégies classiques

4.1.1. Généralités et MLI barycentrique

Les stratégies que l'on qualifie généralement de « classiques » ont été aussi appelées MLI à vecteurs actifs adjacents dans la thèse de T. D. Nguyen. Il s'agit de stratégies MLI qui peuvent facilement être dérivées de la MLI sinusoïdale et sont très proches des MLI à échantillonnage naturel implantables sous forme analogique. En effet, on se contente d'utiliser une porteuse unique (généralement triangulaire ou en dents de scie) que l'on compare avec trois consignes. Dans le cas de la MLI sinusoïdale, ces consignes sont, à une constante près, trois sinusoïdes de même amplitude et même fréquence formant un système triphasé équilibré (direct ou inverse) mais il est facile d'ajouter, sans changer les tensions vues par la charge, une composante homopolaire $v_0(t)$. On aboutit alors à la structure générique présentée à la figure 4.1.

Cette structure permet d'obtenir la stratégie que l'on peut considérer comme la plus polyvalente et la plus courante. Celle-ci se nomme MLI barycentrique, vectorielle ou Space-Vector (SVPWM), dénomination que nous utiliserons le plus souvent dans la suite du texte. En effet, la traduction sous forme intersective de la MLI vectorielle passe par l'injection d'un homopolaire

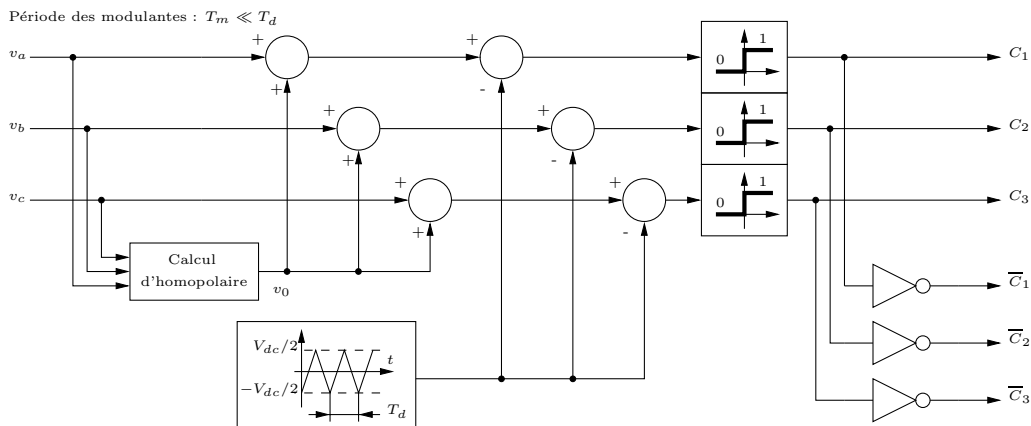


FIGURE 4.1. – Structure d'une MLI intersective générique à simple porteuse

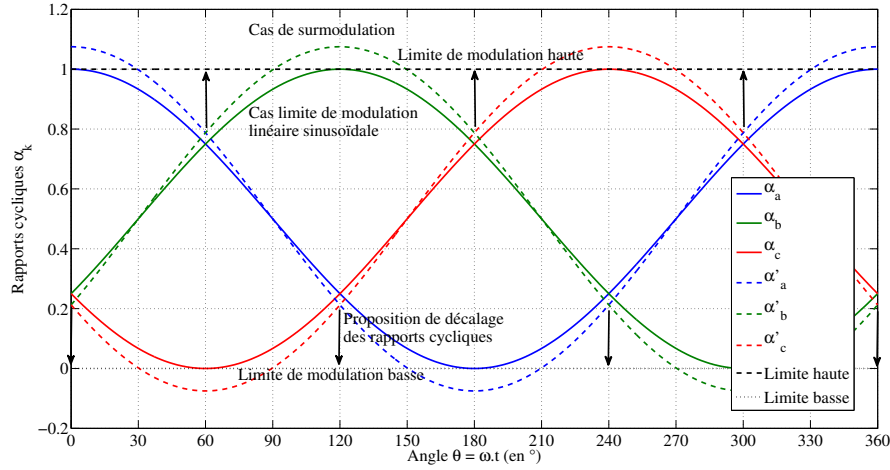


FIGURE 4.2. – Intérêt de l'injection d'une composante homopolaire

particulier dont on peut aisément comprendre le rôle en observant les formes d'ondes de la figure 4.2. Il est important de bien identifier la dualité entre les deux représentations « abc » (ou intersective) et « $\alpha\beta$ » (*i.e.* vectorielle) car, bien qu'équivalentes, elles n'offrent pas les mêmes avantages suivant le travail que l'on souhaite effectuer :

- Invention d'une stratégie MLI ;
- Synthèse d'une stratégie MLI implantable (sur microcontrôleur, DSP ou FPGA) ;
- Analyse du comportement d'une stratégie MLI.

On peut voir à la figure 4.2 que l'augmentation de l'amplitude des tensions sinusoïdales fournies à la charge passe, au-delà d'un certain seuil, par un décalage « vers le haut ou vers le bas » des trois consignes pour éviter un écrêtage (pouvant avoir lieu pour $\alpha_k < 0$ ou $\alpha_k > 1$ quel que soit $k \in \{a, b, c\}$). On peut analyser que ce décalage ne peut pas être constant au fil du temps et même que cette composante doit présenter une fréquence triple de celle des sinusoïdes fournies à la charge. On retrouve donc le résultat bien connu d'injection d'un harmonique de rang 3 et on peut pousser l'analyse pour établir une expression unique de la composante (homopolaire) permettant d'atteindre l'objectif fixé :

$$h(t) = \frac{1}{2} \times \begin{cases} v_a \text{ si } |v_a| = \min(|v_a|, |v_b|, |v_c|) \\ v_b \text{ si } |v_b| = \min(|v_a|, |v_b|, |v_c|) \\ v_c \text{ si } |v_c| = \min(|v_a|, |v_b|, |v_c|) \end{cases} \quad (4.1)$$

Cette solution s'avère être celle qui équilibre, à chaque période de découpage, les durées d'application des vecteurs nuls V_0 et V_7 . Il s'agit d'une conséquence non évidente de cette solution. De même, la synthèse de la MLI vectorielle par une approche purement vectorielle, telle qu'on peut la retrouver dans les livres (et moins fréquemment dans les implantations réelles) conduit à cet homopolaire alors qu'à aucun moment, on n'introduit expressément dans le raisonnement une telle composante. En effet, on se donne généralement une consigne diphasée dans le plan $\alpha\beta$, que nous noterons ici $\mathbf{v}_2^{\text{ref}} = (v_\alpha^{\text{ref}}, v_\beta^{\text{ref}})^t$ et on cherche à la projeter sur une base de deux vecteurs actifs d'indices i et j (les plus proches, que l'on peut qualifier d'adjacents). Une fois obtenues les

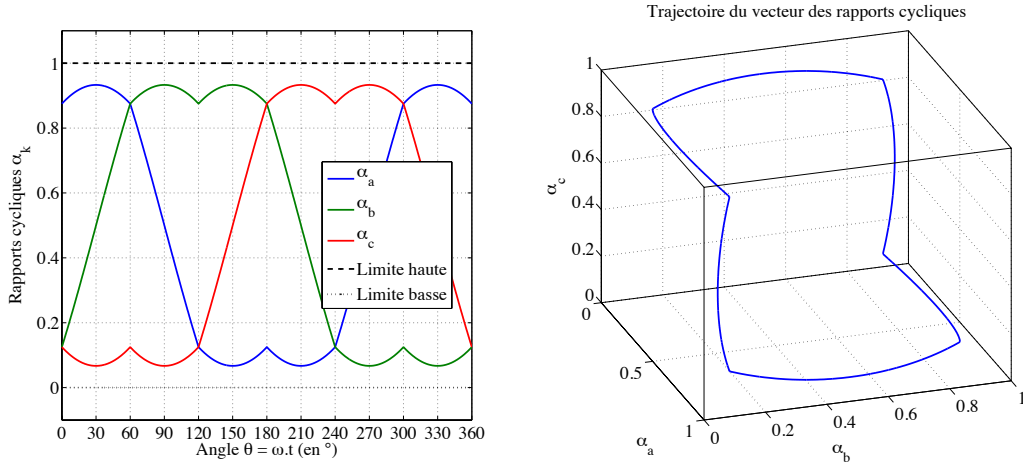


FIGURE 4.3. – Formes d’onde temporelles et vue 3D de la trajectoire des rapports cycliques pour la SVPWM

coordonnées λ_i et λ_j de la consigne dans cette base, on sait que l’on devra appliquer le vecteur $\mathbf{V}_i$ pendant une fraction $\lambda_i.T_d$ de la période de découpage (T_d) tandis que $\mathbf{V}_j$ sera utilisée pendant la durée $\lambda_j.T_d$. Il reste alors à compléter la période de découpage par les vecteurs nuls $\mathbf{V}_0$ et $\mathbf{V}_7$ et le choix de la SVPWM consiste à *répartir équitablement le temps restant* $(1 - \lambda_i - \lambda_j).T_d$ entre ces deux vecteurs.

On voit bien dans cette courte description de la MLI vectorielle qu’il n’est jamais fait mention de composante homopolaire alors que l’on travaille explicitement dans le repère de Clarke. Ce paradoxe est en fait lié à la vision que l’on a de la représentation classique de l’hexagone de la figure 3.2 : il ne s’agit pas réellement d’un plan mais d’une vue en perspective d’un cube et donc que la trajectoire des commandes n’est pas plane¹ (voir figure 4.3).

4.1.2. Le cas particulier des MLI discontinues

Dans la sous-section précédente, nous avons vu une famille de stratégies MLI implantables avec une structure de contrôle générique (voir figure 4.1). La stratégie « Space Vector » qui se distingue plus particulièrement vise à optimiser le fonctionnement de l’onduleur en terme d’amplitude des tensions délivrables à la charge sans surmodulation (c’est-à-dire écrêtage des consignes de rapport cyclique et donc sans génération d’harmoniques basse fréquence). Par contre, elle se fonde sur un choix strictement arbitraire : la répartition à part égale de la durée $(1 - \lambda_i - \lambda_j).T_d$ entre $\mathbf{V}_0$ et $\mathbf{V}_7$. La conséquence (fâcheuse) de ce choix réside dans le fait que tous les bras de pont commutent à chaque période de découpage. On peut néanmoins indiquer que cela facilite la gestion thermique puisque les pertes se répartissent équitablement entre les composants et donc, on peut espérer une minimisation des gradients de température dans les modules et donc une réduction des contraintes thermomécaniques induites.

Il est toutefois légitime de s’interroger sur la possibilité de réduire les pertes par commutation tout en maintenant un équilibre de ces pertes dans l’onduleur. Sur cette base et en conservant la structure générique du contrôleur MLI présenté à la figure 4.1, on peut facilement noter que

1. Ce qui est logique lorsqu’on se souvient du nom anglais de cette stratégie : *Space Vector*.

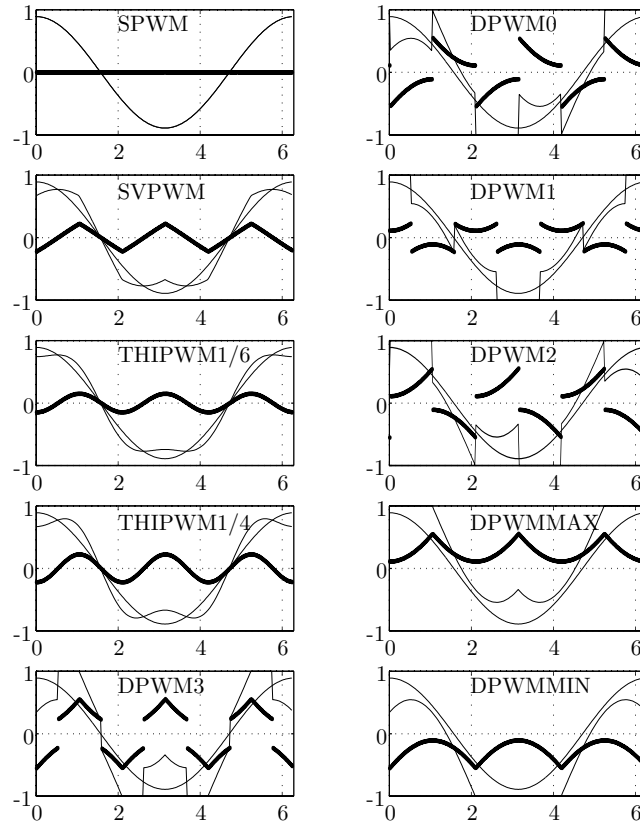


FIGURE 4.4. – Variantes de MLI discontinues proposées dans la littérature (source : [HAV 98a])

l'on dispose de deux solutions à chaque période de découpage :

- n'utiliser que le vecteur nul $\mathbf{V}_0$;
- n'utiliser que le vecteur nul $\mathbf{V}_7$.

De multiples variantes ont été étudiées pour s'adapter à des points de fonctionnement particuliers de la charge (cf. figure 4.4). En effet, les performances de ces stratégies dépendent sensiblement du facteur de puissance de cette dernière. Dans un soucis d'adaptabilité, une stratégie nommée GDPWM (pour Generalized Discontinuous Pulse Width Modulation) a ainsi été proposée mais elle consistait à analyser les performances de toutes les stratégies DPWMx existantes et de sélectionner la plus intéressante sur la base d'une identification en temps réel du facteur de puissance ou sur la base de connaissances a priori du comportement de la charge à un instant donné.

Une amélioration a été apportée dans l'article [ACLI7] que nous avons publié dans la revue IEEE Transactions on Industrial Electronics. Il s'agit d'une GDPWM à implantation numérique directe dont le principe est particulièrement simple. On sait d'après l'équation 3.37 que les pertes par commutation sont proportionnelles au courant commuté : il suffit donc de choisir comme bras à bloquer celui qui est traversé par le plus grand courant en valeur absolue. L'algorithme nécessaire est donc très simple comme en témoigne la figure 4.5. Une composante homopolaire v_{n0} y est calculée en fonction des tensions v_i^* de consigne à partir de tests sur les courants. On notera d'ailleurs que ces tensions sont normalisées entre -1 et $+1$: il ne s'agit pas de tensions réelles (ni de rapports cycliques).

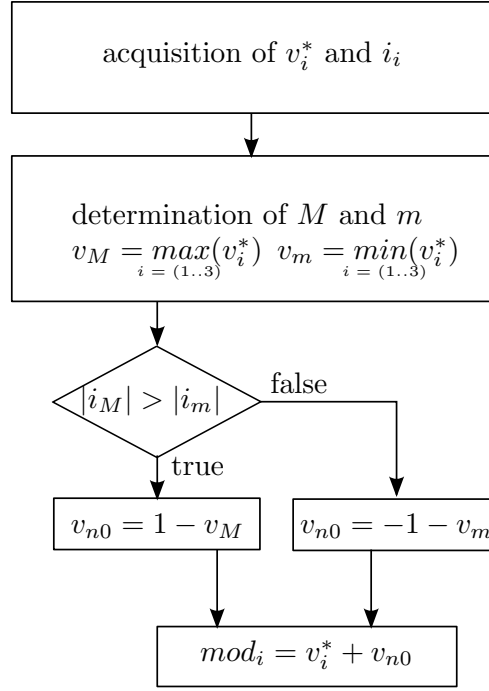


FIGURE 4.5. – Algorithme de la DDT-GDPWM (source : [NGU 11])

Cette stratégie n’apporte rien par rapport à la SVPWM au niveau du courant absorbé sur le bus continu : elle ne fait que réduire les pertes par commutation (de manière significative comme le montre la courbe de SLF de la figure 4.6). Toutefois, comme cela est montré dans la sous-section 4.2.2, elle est à la base de la stratégie la plus performante sur ce point tout en apportant une simplicité algorithmique utile dans le cas d’une implantation dans un DSP « low-cost » (comme le DSP Texas Instruments TMS320F2812 utilisé dans notre banc d’essai). Pour revenir aux pertes par commutations, on peut voir sur la courbe de la figure 4.6 qu’elles sont toujours inférieures à celles obtenues avec une stratégie classique (*e.g.* SVPWM) avec une réduction de 37% au minimum. En fait, la réduction pratique est toujours de 50% car on peut voir sur cette courbe que cette valeur est obtenue pour tous les facteurs de puissance usuels au niveau de la charge tant en moteur qu’en générateur ($0 \pm 30^\circ$ et $180 \pm 30^\circ$).

4.1.3. Le courant de bus continu

Nous avons déjà vu au chapitre précédent que les stratégies à vecteurs actifs adjacents (SVPWM, MLIs discontinues, etc.) produisent toutes une composante AC du courant i_{dc} ayant la valeur efficace déduite de l’équation (3.41). Avant de présenter les stratégies permettant d’améliorer ce point, il convient d’analyser la raison de ce résultat. En fait, cela peut être facilement déduit de l’expression (3.15) du courant i_{dc} : lorsqu’un vecteur nul ($\mathbf{V}_0$ ou $\mathbf{V}_7$) est appliqué, le courant i_{dc} s’annule. En pratique, lorsque des vecteurs actifs sont appliqués, le courant absorbé sur le bus continu est non nul (positif en mode « moteur », négatif en mode « générateur »). En passant d’un vecteur actif à un autre, on peut avoir deux valeurs distinctes de courant comme cela est illustré au chapitre précédent à la figure 3.3. Par contre, lorsqu’on passe d’un vecteur actif à un vecteur nul, le courant passe brutalement à zéro : cette forte variation est visiblement la

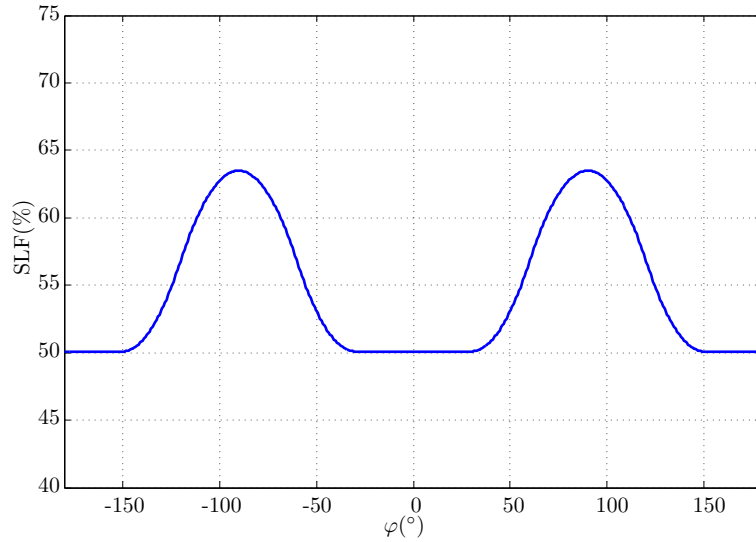


FIGURE 4.6. – « Switching Loss Function » (SLF) obtenue pour la DDT-GDPWM

situation la plus stressante pour les condensateurs de découplage. Une illustration du courant i_{dc} pour une SVPWM sur une période de découpage est proposée à titre indicatif à la figure 4.7. La conclusion que l'on peut faire ici est qu'il faut éviter autant que possible l'application de vecteurs nuls pour limiter le stress des condensateurs de découplage (ce qui correspond à une réduction de la valeur efficace de la composante AC de i_{dc}).

4.2. Les stratégies pour la réduction du courant dans les condensateurs

4.2.1. Historique et DCPWM

La conclusion du paragraphe 4.1.3 est à la base du développement de la stratégie DCPWM proposée dans [ACLI5]. L'objectif initial étant d'éviter à tout prix d'appliquer des vecteurs nuls, cette stratégie propose d'utiliser uniquement des vecteurs actifs partout où cela est possible. L'analyse vectorielle de ce problème est alors la plus appropriée et une représentation par zones de l'hexagone (cf. figure 4.8) de pilotage de l'onduleur dans le plan $\alpha\beta$ permet de dresser une liste des options disponibles.

Dans les zones colorées (en bleu ou en rose), il est possible de se passer des vecteurs nuls pour n'appliquer que des vecteurs actifs. Dans ces zones, on peut donc espérer une réduction de la valeur efficace de la composante AC de i_{dc} . Par contre, dans la version originale de la stratégie DCPWM (issue de la thèse de Julien Hobraiche en 2005), l'hexagone intérieur (laissé en blanc sur la figure) nécessite obligatoirement l'utilisation de vecteurs nuls. Le choix qui avait été fait consistait alors à réappliquer une stratégie à simple porteuse classique : en l'occurrence, il s'agissait d'une GDPWM afin de minimiser les pertes par commutation.

Il reste maintenant à étudier le traitement des triangles intérieurs (en rose) et extérieurs (en bleu). Sur la figure 4.8, les vecteurs actifs utilisés sont clairement indiqués pour chaque triangle intérieur : on peut voir par exemple que dans le triangle intérieur aligné avec le vecteur $\mathbf{V}_1$,

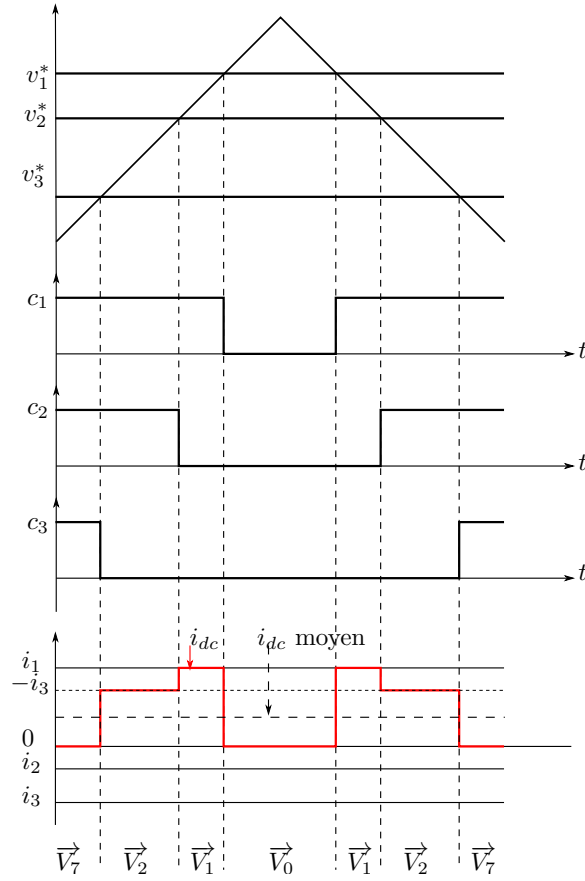


FIGURE 4.7. – Courant i_{dc} sur une période de découpage pour une SVPWM

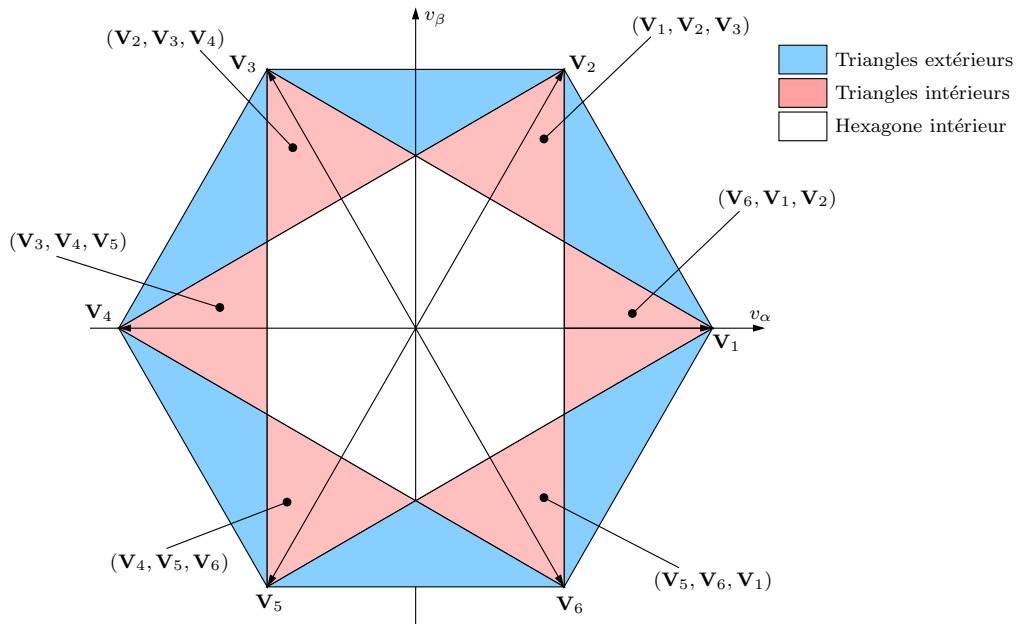


FIGURE 4.8. – Découpage pour la DCPWM de l'hexagone disponible en sortie d'onduleur dans le plan $\alpha\beta$

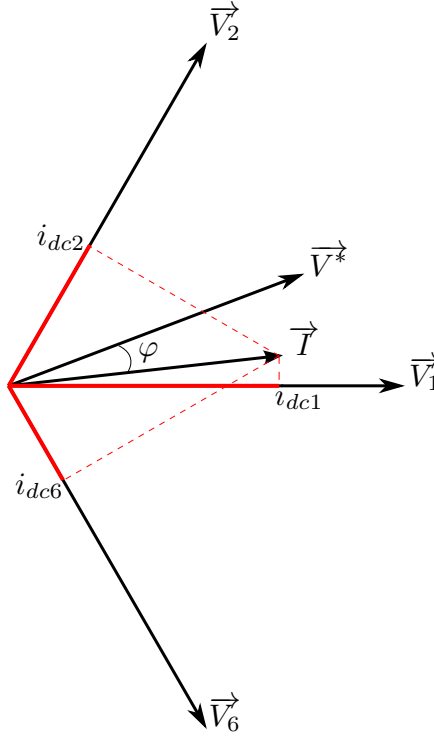


FIGURE 4.9. – Illustration d'une décomposition à trois vecteurs actifs dans le cadre d'une DCPWM (source : [NGU 11])

la séquence est constituée de $\mathbf{V}_6$, $\mathbf{V}_1$ et $\mathbf{V}_2$. On peut voir à la figure 4.9, issue de la thèse de T. D. Nguyen, une illustration de la production d'un vecteur tension de consigne $\vec{V}^*$ avec un vecteur courant en léger déphasage arrière (représentatif des cas réels d'alimentation de machine électrique en mode moteur) : pour chacun des vecteurs actifs, on peut voir la projection des valeurs de courant i_{dc} correspondants (tous strictement positifs).

Remarque 6. Les notations utilisées dans la thèse de T. D. Nguyen utilisent des vecteurs de la forme $\vec{X}$ qui sont strictement équivalents à leurs homologues de la forme $\mathbf{X}$ (en gras) utilisés dans ce texte, ces derniers étant plus conformes (en termes de notations mathématiques) au calcul matriciel mis en œuvre jusqu'ici.

Dans les zones en bleu (triangles extérieurs), les décompositions ne sont pas explicitées. Toutefois, l'utilisation exclusive de vecteurs actifs (*i.e.* sans vecteur nul) reste possible. La seule différence par rapport aux triangles intérieurs vient du fait que deux solutions sont toujours possibles. Par exemple, dans le triangle extérieur situé dans le secteur (1), nous pouvons utiliser au choix :

- la séquence correspondant au triangle intérieur aligné avec $\mathbf{V}_1$: $\mathbf{V}_6$, $\mathbf{V}_1$ et $\mathbf{V}_2$;
- la séquence correspondant au triangle intérieur aligné avec $\mathbf{V}_2$: $\mathbf{V}_1$, $\mathbf{V}_2$ et $\mathbf{V}_3$.

Ce degré de liberté doit être mis à profit sur la base de la localisation du vecteur courant. On doit tout d'abord rappeler l'état des fonctions de connexion (on rappelle que $\mathbf{c}_3 = (c_a, c_b, c_c)^t$) correspondant à chacun de ces vecteurs actifs :

- pour $\mathbf{V}_6$: $\mathbf{c}_3 = (1; 0; 0)^t$;

Zone	Condition
Triangle intérieur 1	$v_1^* \geq \frac{2}{3}, -\frac{2}{3} \leq v_2^* \leq 0, -\frac{2}{3} \leq v_3^* \leq 0$
Triangle intérieur 2	$0 \leq v_1^* \leq \frac{2}{3}, 0 \leq v_2^* \leq \frac{2}{3}, v_3^* \leq -\frac{2}{3}$
Triangle intérieur 3	$-\frac{2}{3} \leq v_1^* \leq 0, v_2^* \geq \frac{2}{3}, -\frac{2}{3} \leq v_3^* \leq 0$
Triangle intérieur 4	$v_1^* \leq -\frac{2}{3}, 0 \leq v_2^* \leq \frac{2}{3}, 0 \leq v_3^* \leq \frac{2}{3}$
Triangle intérieur 5	$-\frac{2}{3} \leq v_1^* \leq 0, -\frac{2}{3} \leq v_2^* \leq 0, v_3^* \geq \frac{2}{3}$
Triangle intérieur 6	$0 \leq v_1^* \leq \frac{2}{3}, v_2^* \leq -\frac{2}{3}, 0 \leq v_3^* \leq \frac{2}{3}$
Triangle extérieur 1	$v_1^* \geq \frac{2}{3}, -\frac{2}{3} \leq v_2^* \leq \frac{2}{3}, v_3^* \leq -\frac{2}{3}$
Triangle extérieur 2	$-\frac{2}{3} \leq v_1^* \leq \frac{2}{3}, v_2^* \geq \frac{2}{3}, v_3^* \leq -\frac{2}{3}$
Triangle extérieur 3	$v_1^* \leq -\frac{2}{3}, v_2^* \geq \frac{2}{3}, -\frac{2}{3} \leq v_3^* \leq \frac{2}{3}$
Triangle extérieur 4	$v_1^* \leq -\frac{2}{3}, -\frac{2}{3} \leq v_2^* \leq \frac{2}{3}, v_3^* \geq \frac{2}{3}$
Triangle extérieur 5	$-\frac{2}{3} \leq v_1^* \leq \frac{2}{3}, v_2^* \leq -\frac{2}{3}, v_3^* \geq \frac{2}{3}$
Triangle extérieur 6	$v_1^* \geq \frac{2}{3}, v_2^* \leq -\frac{2}{3}, -\frac{2}{3} \leq v_3^* \leq \frac{2}{3}$
Hexagone intérieur	le reste

FIGURE 4.10. – Algorithme de la DCPWM (source : [ACLI5])

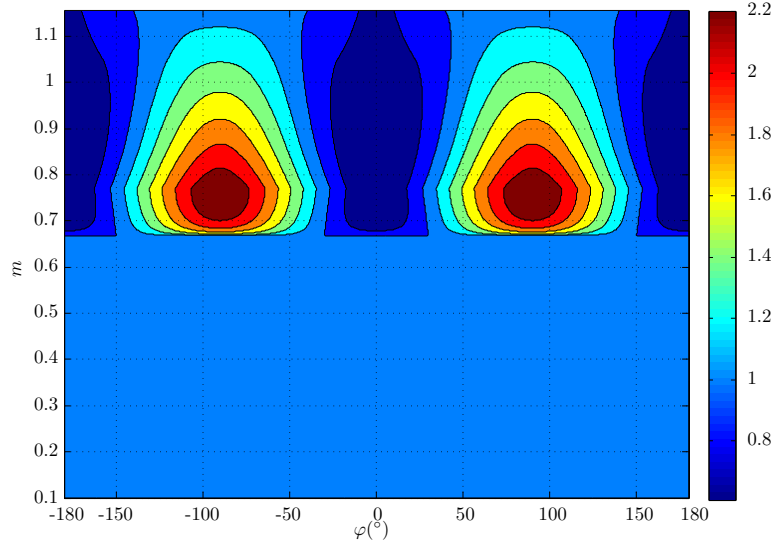
- pour $\mathbf{V}_1 : \mathbf{c}_3 = (1; 1; 0)^t$;
- pour $\mathbf{V}_2 : \mathbf{c}_3 = (0; 1; 0)^t$;
- pour $\mathbf{V}_3 : \mathbf{c}_3 = (0; 1; 1)^t$;

On constate alors que si on utilise la séquence $(\mathbf{V}_6, \mathbf{V}_1, \mathbf{V}_2)$, la fonction de connexion c_c est maintenue en permanence à 0 tandis que pour la séquence $(\mathbf{V}_1, \mathbf{V}_2, \mathbf{V}_3)$, c'est la fonction de connexion c_b qui est constante (et cette fois égale à 1). La stratégie DCPWM se comporte donc comme une MLI discontinue puisqu'on bloque un bras durant la période de découpage. Il semble alors logique de rechercher une minimisation des pertes par commutation en testant la valeur du courant dans les deux bras « blocables » pour bloquer effectivement celui qui est traversé par le plus fort courant en valeur absolue. L'algorithme nécessaire pour cette stratégie MLI est relativement complexe à cause des tests requis (cf. figure 4.10²) pour la localisation de la tension de consigne à l'intérieur des 13 zones de la figure 4.8.

D'un point de vue qualitatif, on peut effectuer une comparaison de la valeur efficace de la composante AC de i_{dc} dans ce cas (notée $\tilde{i}_{dc(\text{DCPWM})}^{\text{RMS}}$ avec celle obtenue pour une SVPWM (que nous noterons ici $\tilde{i}_{dc(\text{SVPWM})}^{\text{RMS}}$ et définie avec l'équation (3.41)) pour les différentes valeurs possibles de m (l'indice de modulation – correspondant à l'amplitude des tensions fournies à la charge) et pour différentes valeurs de φ (déphasage courant/tension au niveau de la charge). Cette comparaison est obtenue en calculant le ratio $\tilde{i}_{dc(\text{DCPWM})}^{\text{RMS}}/\tilde{i}_{dc(\text{SVPWM})}^{\text{RMS}}$ pour $m \in [0; 1, 15]$ et $\varphi \in [-180^\circ; +180^\circ]$ en considérant que pour les deux stratégies, l'amplitude $I_{\max}$ des courants injectés dans la charge est identique. On obtient alors la cartographie présentée à la figure 4.11.

On note alors que, lorsque ce ratio est inférieur à 1, la DCPWM est plus favorable que la SVPWM. Ceci est clairement le cas au-delà de $m > 0,65$ pour toutes les valeurs de φ usuelles, tant en moteur qu'en générateur. Par contre, comme prévue, on note que le comportement des deux stratégie est identique (ratio égal à 1) pour les valeurs de m faibles.

2. La numérotation des zones n'est donnée qu'à titre indicatif ici et n'a pas d'importance pour la compréhension générale de cette stratégie ni des améliorations présentée dans la suite du texte.


 FIGURE 4.11. – Cartographie de $\tilde{i}_{dc(DCPWM)}^{\text{RMS}}/\tilde{i}_{dc(SVPWM)}^{\text{RMS}}$ (source : [ACLI5])

4.2.2. Améliorations

Le problème majeur de la DCPWM réside dans l'impossibilité *a priori* de réduire le stress des condensateurs (*i.e.* la valeur efficace de la composante AC de i_{dc}) pour de faibles amplitudes de tensions appliquées à la charge. Or, dans le contexte de la traction de véhicules électriques, cette situation est très fréquente du fait d'un usage majoritairement urbain. En outre, le fonctionnement à faible vitesse et donc à basse tension ne signifie pas nécessairement des courants faibles dans la machine. Par conséquent, le stress peut être particulièrement important quel que soit l'indice de modulation.

L'avancée principale de la thèse de T. D. Nguyen a porté sur ce point en partant d'un constat simple : l'utilisation de vecteurs nuls dans l'hexagone intérieur est inévitable mais on peut néanmoins minimiser leur utilisation en utilisant des vecteurs actifs non adjacents (ou non consécutifs). En effet, lorsqu'on souhaite produire un vecteur tension $\mathbf{v}_{2N}^{\text{ref}}$ d'une amplitude donnée, plus les vecteurs actifs de base $\mathbf{V}_i$ et $\mathbf{V}_j$ utilisés forment un angle élevé, plus les projections de $\mathbf{v}_{2N}^{\text{ref}}$ seront longues. Cela se traduira par des durées d'applications plus importantes et comme la durée d'application des vecteurs nuls est toujours le complément pour obtenir la durée de la période de découpage, cette durée sera d'autant réduite. La seule contrainte apparente semble être l'impossibilité de passer d'un vecteur actif à un autre vecteur actif non adjacent (ou non consécutif). En effet, il est couramment admis que la commutation simultanée de deux bras de pont est impossible et que si on tente de le faire, cela conduit inévitablement à un passage erratique par un vecteur intermédiaire non maîtrisé (ce que l'on qualifierait de « *glitch* » en électronique numérique). Pour illustrer les transitions faisables, on peut se reporter au diagramme de la figure 4.12.

On peut voir alors que, bien qu'un passage direct entre deux vecteurs actifs non consécutif soit impossible, on peut parfaitement passer par un vecteur nul intermédiaire (soit $\mathbf{V}_0$, soit $\mathbf{V}_7$). En guise d'illustration, la figure 4.13 propose deux réalisations d'une séquence produisant les vecteurs actifs $\mathbf{V}_6$ et $\mathbf{V}_2$ avec un passage nécessaire de l'un à l'autre en utilisant le vecteur

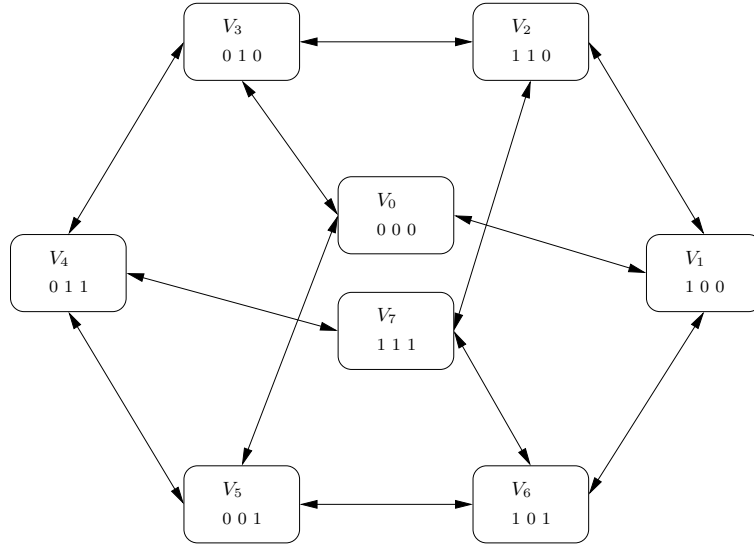
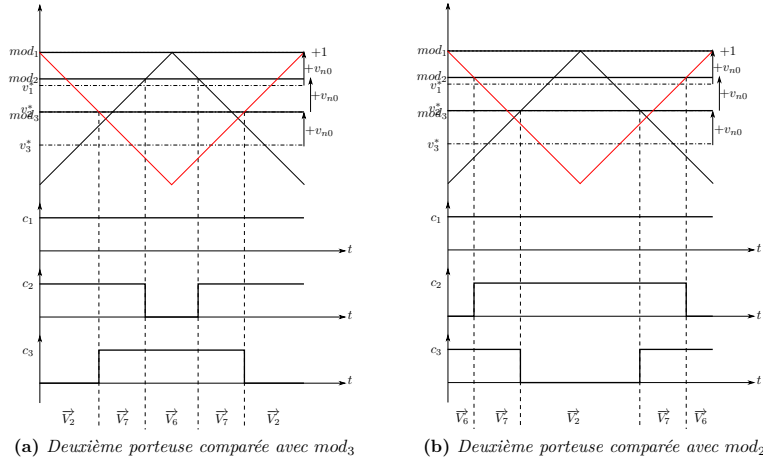


FIGURE 4.12. – Diagramme des transitions « autorisées » (source : [O2])


 (a) Deuxième porteuse comparée avec mod_3

 (b) Deuxième porteuse comparée avec mod_2

 FIGURE 4.13. – Deux solutions pour produire la séquence (V_6, V_7, V_2) (source : [NGU 11])

nul V_7 . Il s'agit clairement d'une commande à double porteuse puisque dans les deux cas, on a deux fonctions de connexion ayant respectivement des séquences de type « $1 \rightarrow 0 \rightarrow 1$ » et « $0 \rightarrow 1 \rightarrow 0$ » mais le point le plus intéressant est de noter que le troisième bras est bloqué (ici à l'état haut). On a donc affaire à un cas particulier de MLI discontinue (comme la GDPWM vue précédemment). En fait, on peut voir cette stratégie comme une *MLI discontinue à double porteuse*.

Nous avons donc dans un premier temps traité ce cas comme étant la *technique à appliquer dans l'hexagone intérieur exclusivement*. Cette nouvelle stratégie a tout naturellement été appelée DCPWM étendue ou Ext-DCPWM (publiée dans [ACLI8]). Les résultats obtenus avec cette technique confirment son intérêt pour les faibles indices de modulation comme en témoigne la cartographie de la figure 4.14. On peut y voir que le ratio $\tilde{i}_{dc(Ext-DCPWM)}^{RMS} / \tilde{i}_{dc(SVPWM)}^{RMS}$ est nettement inférieur à 1 pour les indices de modulation et pour tous les facteurs de puissance usuels tant en moteur qu'en générateur ($\tilde{i}_{dc(Ext-DCPWM)}^{RMS}$ étant le courant obtenu pour cette nouvelle stratégie). L'objectif fixé initialement est donc atteint.

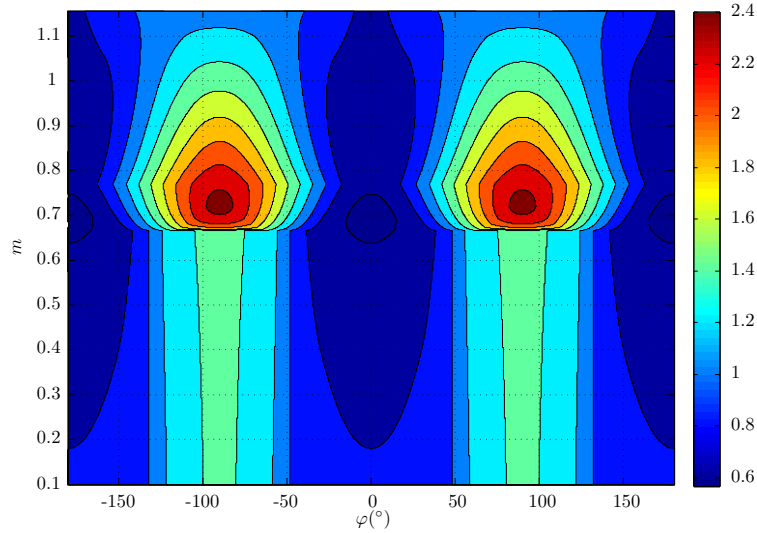


FIGURE 4.14. – Cartographie de $\hat{i}_{dc(\text{Ext-DCPWM})}^{\text{RMS}}/\hat{i}_{dc(\text{SVPWM})}^{\text{RMS}}$ pour la Ext-DCPWM (source : [NGU 11])

Remarque 7. On peut noter que cette stratégie devient défavorable pour les « mauvais » facteurs de puissance ($\varphi \approx 90^\circ$). Cela s'explique par le fait que le courant i_{dc} peut devenir négatif lorsque le vecteur actif appliqué est déphasé de plus de 90° par rapport au vecteur courant. Cette situation est plus rapidement atteinte lorsqu'on applique des vecteurs actifs balayant un angle de 120° (comme dans les stratégies DCPWM) en comparaison à 60° pour la SVPWM ou même la GDPWM.

L'implantation sur DSP d'une stratégie DCPWM (la version originale ou la Ext-DCPWM) est pénalisée par rapport à une SVPWM par les tests à effectuer pour localiser le vecteur de consigne afin de déterminer la composante homopolaire à utiliser et la commande pour laquelle une inversion de porteuse est nécessaire. Dans le cas d'une implantation sur DSP (relativement ancien mais toujours utilisé) de type TMS320F2812 (Texas Instruments), la Ext-DCPWM requière 23% de temps supplémentaire pour effectuer tous les traitements nécessaires. Même si ce surcoût n'est pas rédhibitoire (la durée du calcul pour la SVPWM étant de $10,2\mu\text{s}$), elle réduit légèrement le temps disponible pour la commande globale du système (boucles de régulation de courants et éventuellement de vitesse de la machine, estimateurs, etc.), sachant que notre système est typiquement cadencé à 10kHz (fréquence de découpage) et donc que l'on dispose de $100\mu\text{s}$ si l'on souhaite réactualiser les commandes les plus rapides (c.-à-d. les rapports cycliques) à chaque période de découpage.

Une dernière évolution de la DCPWM a été analysée par T. D. Nguyen : il s'agit d'une stratégie n'utilisant que la technique mise en œuvre dans l'hexagone intérieur pour la Ext-DCPWM, ni même dans les triangles intérieurs et extérieurs. En effet, on peut noter que les différences entre les formes d'ondes permettant de produire deux vecteurs actifs non consécutifs et un vecteur nul d'une part ou trois vecteurs actifs consécutifs d'autre part sont faibles comme le montre la figure 4.15. Le principe de la stratégie ainsi développée est donc très simple : il s'agit d'une GDPWM à double porteuse que nous avons appelée Uni-DCPWM (pour DCPWM « unifiée », présentée tout d'abord dans [CI17] puis dans [ACLI10]).

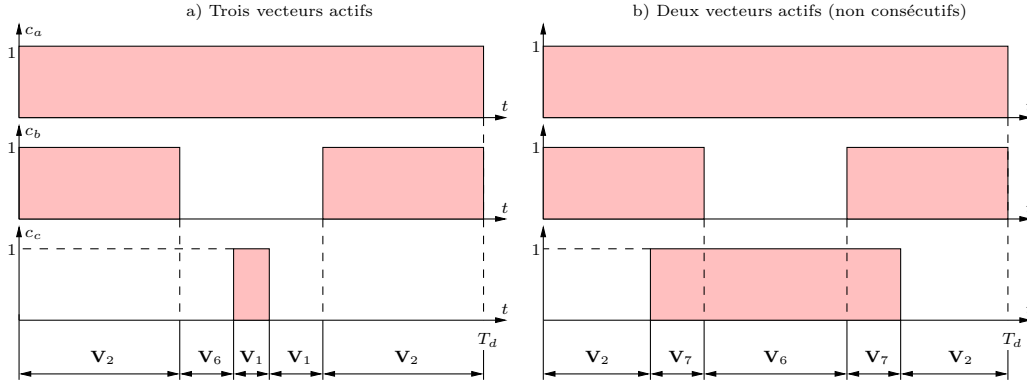


FIGURE 4.15. – Formes d'ondes pour trois et deux vecteurs actifs

L'algorithme peut se résumer de la manière suivante :

1. on commence par déterminer quel bras peut être bloqué à partir des 3 consignes de tension (la plus petite et la plus grande) ;
2. on bloque effectivement le bras traversé par le courant le plus élevé en valeur absolue (comme une GDPWM classique) ;
3. on utilise deux porteuses inversées pour les deux autres bras.

Le coût en temps de calcul est donc extrêmement faible car la durée d'exécution est à peine plus élevée que celle de la SVPWM. Il s'agit d'un intérêt majeur (et attendu) de cette stratégie. En termes de performances, le résultat obtenu est bon comme on peut s'y attendre du point de vue du courant efficace dans les condensateurs de découplage mais le niveau obtenu s'avère surprenant : en effet, les performances sont, à certains points de fonctionnement, supérieures à celles de la Ext-DCPWM comme le montre la figure 4.16. Cette stratégie se révèle donc être la stratégie de référence lorsque l'on souhaite réduire le stress des condensateurs de découplage sans contrainte particulière vis-à-vis du coût d'implantation sur un contrôleur numérique³.

4.2.3. Bilan et vue d'ensemble

4.2.3.1. Critères théoriques

Le bilan du développement de toutes ces stratégies MLI est qu'il est possible d'améliorer les performances d'une commande sur un ou deux points parmi les trois mis en évidence : l'impact sur l'amont, l'aval ou le convertisseur lui-même. Nous nous sommes focalisés sur l'amont avec le stress des condensateurs de découplage. Néanmoins, dans le même temps, pour atteindre cet objectif, nous avons été amenés à mettre en œuvre un type particulier de MLI discontinue : cela nous permet également les pertes par commutations. On ne peut toutefois pas occulter l'impact sur l'aval et, comme cela nous a été demandé (par les reviewers) dans [ACLI8], il convient de quantifier la dégradation du flux harmonique pour ces stratégies (cf. figure 4.17).

On constate que la distorsion est légèrement dépendante du déphasage courant/tension introduit par la charge mais aussi et surtout que, si la distorsion est toujours plus forte pour les

3. Si ce n'est, comme pour toute stratégie à double porteuse, la nécessité d'un multiplexage (généralement externe) entre des sorties $PWMx$ et leurs complémentaires $\overline{PWMx}$.

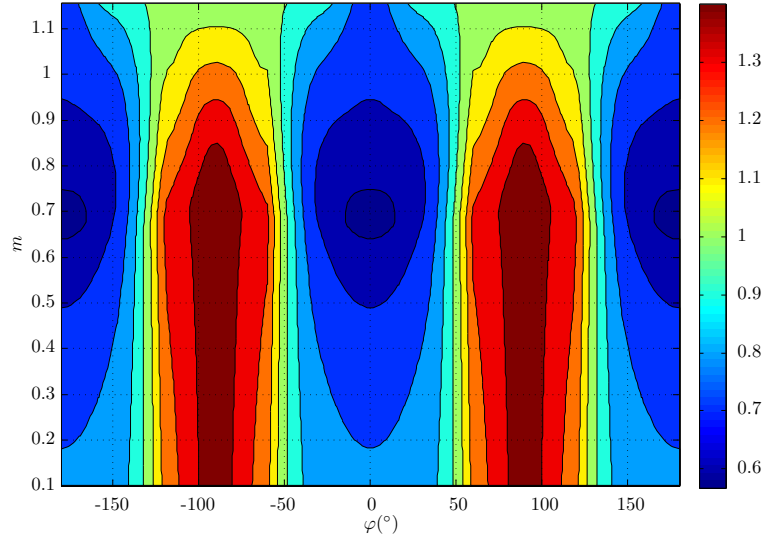


FIGURE 4.16. – Cartographie de $\tilde{i}_{dc(\text{Uni-DCPWM})}^{\text{RMS}} / \tilde{i}_{dc(\text{SVPWM})}^{\text{RMS}}$ pour la Uni-DCPWM (source : [NGU 11])

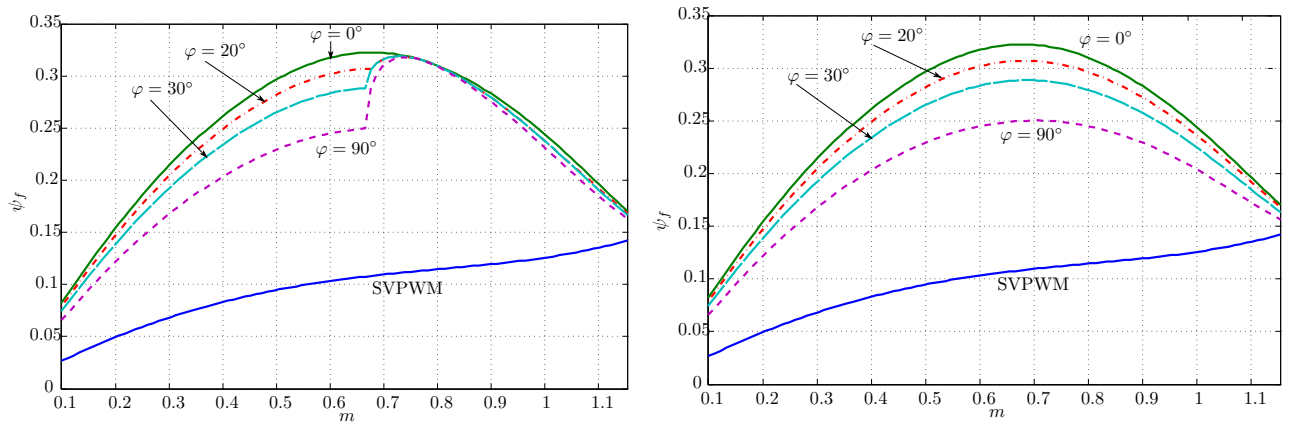
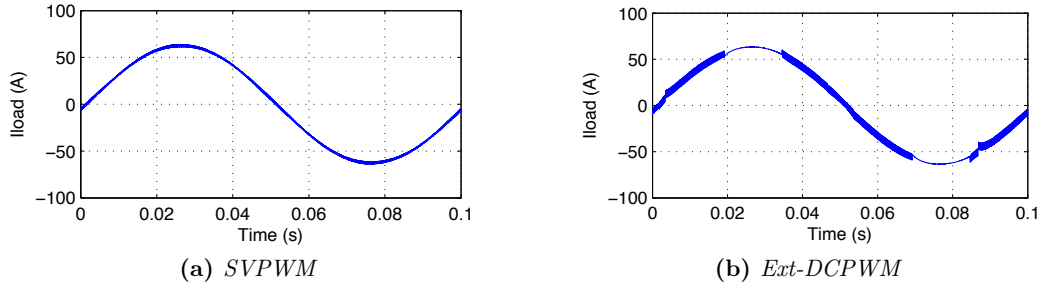


FIGURE 4.17. – Flux harmonique pour la Ext-DCPWM à gauche et la Uni-DCPWM à droite (source : [NGU 11])


 FIGURE 4.18. – Formes d’ondes de courant de phase pour $m = 0,7$ et $\varphi = 5^\circ$ (source : [NGU 11])

stratégies DCPWM que pour la SVPWM, la différence est maximale pour les indices de modulation intermédiaires ($m \approx 0,65$). Le flux ψ_f étant un flux normalisé, indépendant de la fréquence de découpage, il peut être utile d’observer les conséquences réelles en termes d’ondulation des courants dans un cas réaliste. Pour cela, on peut voir à la figure 4.18 les formes d’ondes obtenues avec la SVPWM et la Ext-DCPWM pour le courant dans une phase d’une charge RL triphasée en étoile (avec des circuits RL série où $L = 85\mu\text{H}$ et $R = 61.2\text{m}\Omega$. On s’est placé volontairement dans un cas défavorable ($m = 0,7$) mais aussi à une fréquence de découpage faible ($F_d = 4\text{kHz}$) afin que la distorsion soit visible : la conclusion que l’on peut donc faire est que cette distorsion n’est pas nécessairement gênante pour toutes les applications (bien que des nuisances acoustiques soient prévisibles si la fréquence de découpage est assez faible).

Remarque 8. La forme d’onde obtenue dans les mêmes conditions avec une stratégie Uni-DCPWM est similaire à celle de la Ext-DCPWM.

4.2.3.2. Validations expérimentales

De nombreuses validations expérimentales ont permis de confirmer les résultats théoriques. En fait, une part importante du travail expérimental effectué durant la thèse de T. D. Nguyen a consisté à analyser de manière aussi précise que possible l’impédance du bus continu afin de confirmer les hypothèses de départ utilisées pour cette étude. En effet, on considère que toute la composante AC du courant i_{dc} circule dans les condensateurs de découplage. En pratique, nous avons pu vérifier que, bien que ce ne soit pas strictement le cas, la part de la composante AC circulant dans le câble d’alimentation ne dépasse pas 10% de la valeur efficace totale. En fait, nous avons affaire à un pont diviseur de courant constituée par la source, son impédance et celle du câble d’une part et l’impédance des condensateurs de découplage d’autre part. Ceci est illustré par le schéma de la figure 4.19. Le bus continu est constitué d’un câble d’1,5m et d’une alimentation de laboratoire (ou d’une batterie⁴) que nous avons modélisé sous la forme d’un circuit R-L-E tandis que les condensateurs sont modélisés :

- en partie par un circuit R-C série (pour les condensateurs électrolytiques) ;
- en partie par une capacité idéale (pour les condensateurs polypropylène).

Cette étude approfondie a permis d’obtenir un tracé (cf. figure 4.20) d’impédance globale Z_{bus} du bus continu (modèle 1). Nous avons même affiné le modèle en prenant en compte la résistance

4. Les deux solutions ont été testées

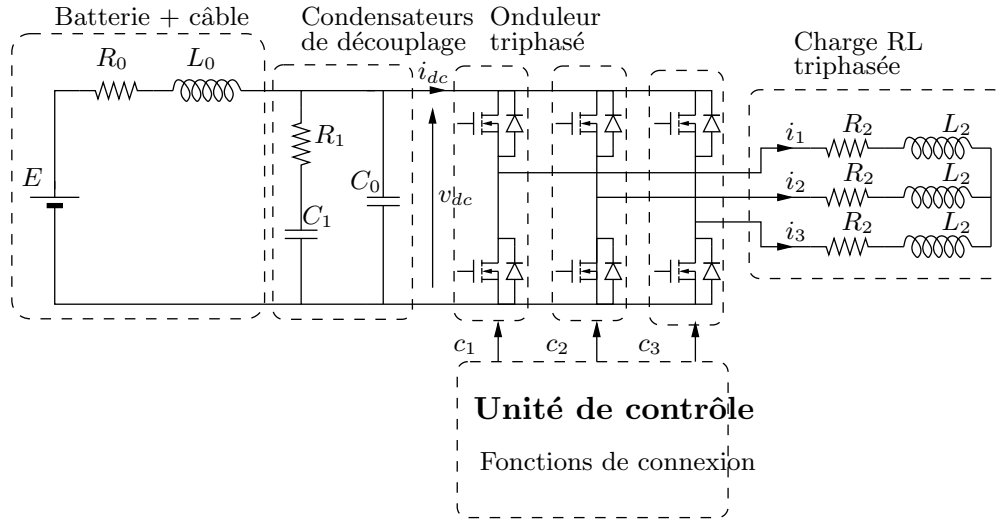


FIGURE 4.19. – Schéma global de la structure testée (source : [NGU 11])

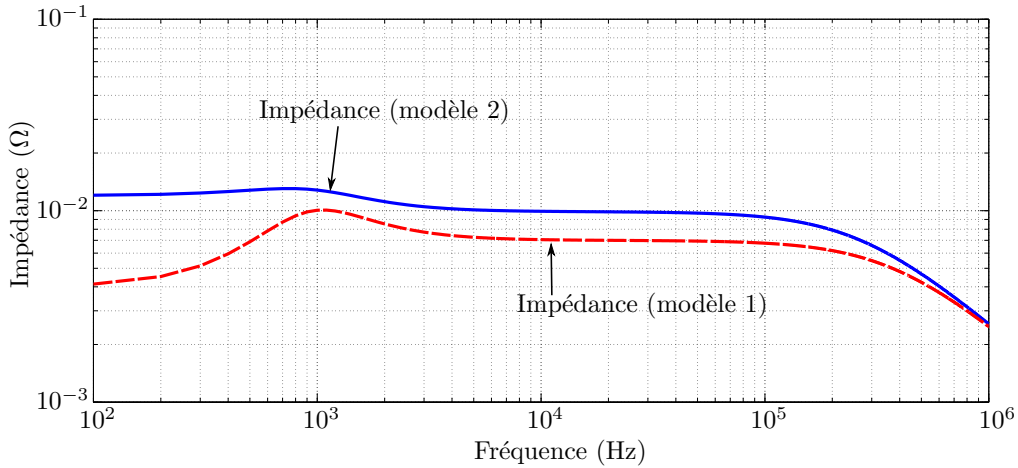


FIGURE 4.20. – Impédance globale du bus continu – 2 modèles (source : [NGU 11])

du circuit support des condensateurs électrolytiques (modèle 2) qui s'avère légèrement résistif et qui n'est donc pas totalement négligeable par rapport aux résistances propres des condensateurs (il s'agit en effet de condensateurs à ESR faibles dédiées à des applications de forte puissance – typiquement pour le domaine automobile). Dans les deux cas, on peut voir que dans la zone d'intérêt vis-à-vis du découpage (entre 10 et 100kHz), l'impédance du bus est quasi constante : la conséquence de ce résultat est que la distribution des harmoniques n'a pas d'importance et seule la valeur efficace globale de la composante AC présente un réel intérêt. Cela confirme donc la validité des choix d'outils d'analyse des stratégies MLI, tout du moins dans le cas d'une utilisation de condensateurs électrolytiques.

Sur la base de cette modélisation, nous avons confronté le spectre $\underline{V}_{dc}(\omega)$ de la tension v_{dc} observée à une ondulation prédite à partir des impédances précédentes en évaluant le spectre du produit $\underline{Z}_{bus}(\omega) \cdot \underline{I}_{dc}(\omega)$ où $\underline{I}_{dc}(\omega)$ est le spectre du courant i_{dc} mesuré. Pour cela, nous avons procédé à un calcul « hors ligne » de la FFT des acquisitions de ces deux grandeurs. Les résultats de ces calculs sont présentés à la figure 4.21. Il est clair que la modélisation n'est plus du tout

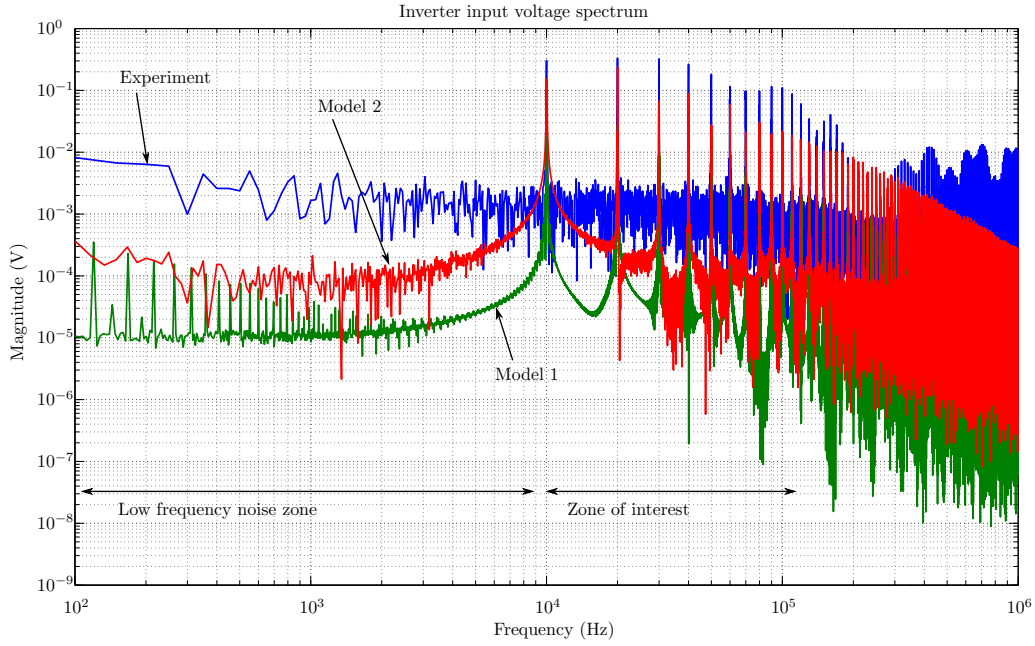


FIGURE 4.21. – Evaluation expérimentale de l’ondulation de v_{dc} et confrontation aux prédictions des modèles 1 et 2 (source : [NGU 11])

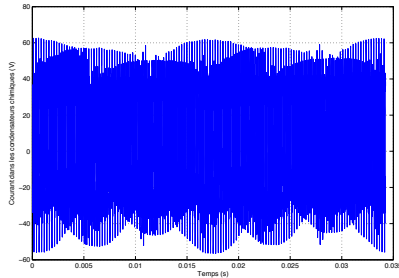
valable au-delà de 300kHz mais que les hypothèses fondatrices de notre critère d’évaluation « amont » sont cohérentes avec la réalité.

Pour les essais des stratégies x-DCPWM, nous nous sommes placés à deux points particuliers permettant de voir différentes caractéristiques notables de ces stratégies. Tout d’abord, afin de pouvoir effectivement mesurer des distorsions de courants de charge (en l’occurrence des TDH), nous avons volontairement limité la fréquence de découpage à 4kHz. Ensuite, nous nous sommes placés à une valeur d’indice de modulation m pour laquelle les variations de la valeur efficace du courant dans les condensateurs de découplage seront significatives :

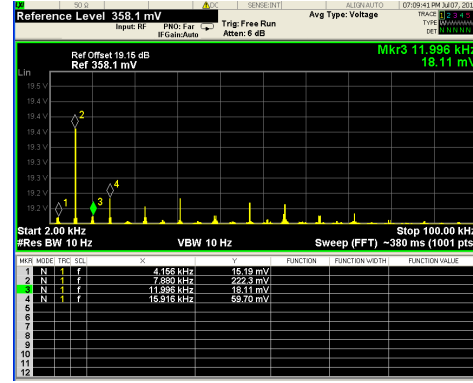
- en fonction de la stratégie de modulation d’une part ;
- en fonction du déphasage φ introduit par la charge d’autre part.

Pour ces raisons, nous avons donc choisi $m = 0,77$ et deux valeurs de φ de 14° et 44°. La première valeur de φ est représentative de cas réels pour des machines tandis que la deuxième (moins réaliste) doit être suffisante pour dégrader les performances des x-DCPWM pour les amener au niveau de la SVPWM.

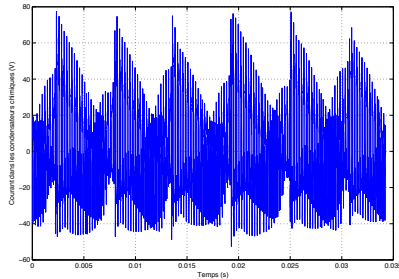
On peut voir à la figure 4.22 une synthèse des résultats sur i_C pour $m = 0,77$ et $\varphi = 14^\circ$ avec les différentes stratégies MLI (SVPWM, Ext-DCPWM et Uni-DCPWM). On pourrait présenter les mêmes formes d’ondes pour le deuxième point de fonctionnement ($m = 0,77$ et $\varphi = 44^\circ$) mais il est préférable de présenter le tableau de synthèse des performances obtenues aux deux points de fonctionnement (tableau 4.1). Ce tableau donne également les résultats de la distorsion des courants injectées dans la charge (I_{out}) qui sont confirmés visuellement avec les formes d’ondes de la figure 4.23. La dégradation est visible entre la SVPWM et les x-DCPWM mais il faut rappeler que la fréquence de découpage (4kHz) est particulièrement faible : la raison de ce choix vient du fait que nous souhaitons évaluer le TDH et que des ondulations de courant trop faibles auraient pu nuire à la précision des résultats car, bien évidemment, lorsque celles-ci deviennent



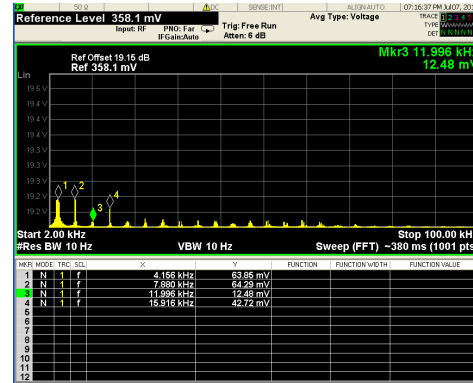
(a) SVPWM



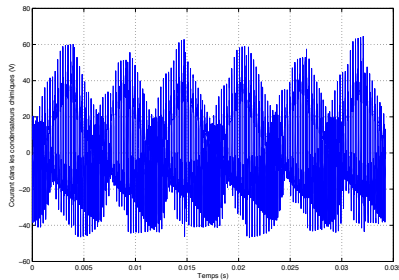
(b) SVPWM, spectre de courant dans les condensateurs



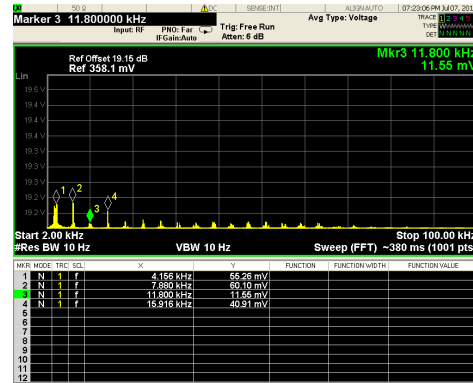
(c) Ext-DCPWM



(d) Ext-DCPWM, spectre de courant dans les condensateurs



(e) Uni-DCPWM



(f) Uni-DCPWM, spectre du courant dans les condensateurs

FIGURE 4.22. – Analyse du courant i_C dans les condensateurs pour les différentes stratégies MLI avec $m = 0,77$ et $\varphi = 14^\circ$ (source : [NGU 11])

	$m = 0,77$			$m = 0,77$		
	$\varphi = 14^\circ$			$\varphi = 44^\circ$		
Stratégies	RMS(I_c)	TDH(I_{out})	Temps de calcul (μs)	RMS(I_c)	TDH(I_{out})	Temps de calcul (μs)
SVPWM	30,1A	2,2%	10,3	26A	2,9%	10,3
Ext-DCPWM	20,7	6,5%	12,5	27A	7,4%	12,5
Uni-DCPWM	19,2	6,2%	10,5	18,7A	6,6%	10,5

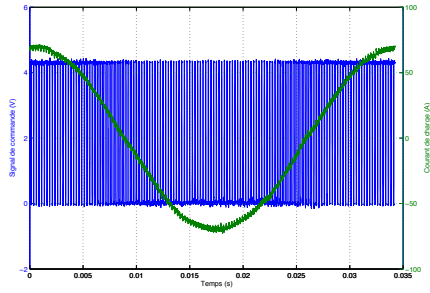
TABLE 4.1. – Synthèse des performances des stratégies SVPWM, Ext-DCPWM et Uni-DCPWM

plus petites que la précision des capteurs et plus généralement de la chaîne d’acquisition, les valeurs obtenues perdent leur signification.

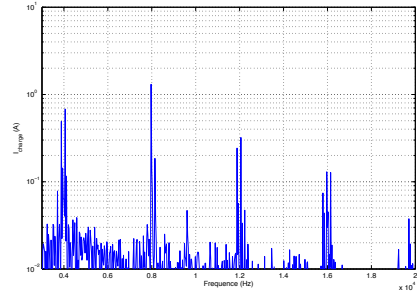
4.3. Conclusion

Le travail présenté dans ce chapitre ainsi que les outils présentés dans le chapitre précédent se fondent sur certaines hypothèses bien adaptées aux condensateurs électrolytiques. Ces hypothèses sont discutables dès lors que l’on s’intéresse à d’autres technologies comme cela sera évoqué au chapitre 7 mais on peut aussi s’interroger sur la validité du postulat de départ consistant à dire que la réduction du courant efficace dans les condensateurs électrolytiques équivaut à une minimisation de leur stress. Cela s’avère être un choix *a priori* optimal du point de vue du dimensionnement de la fonction « découplage » si on se borne à respecter les spécifications indiquées par les constructeurs dans les datasheets car, comme cela a été montré dans [CN6], il s’agit bien de la caractéristique la plus contraignante dans le choix d’un condensateur aluminium électrolytique. Néanmoins, sachant que les condensateurs étudiés ici sont amenés à être utilisés dans des véhicules sous des contraintes cycliques susceptibles d’induire des variations de température régulièrement durant toute la vie des composants, il convient d’analyser le vieillissement de ces condensateurs pour ce type d’utilisation. Or, ce sujet s’est avéré peu traité dans la littérature en comparaison des composants actifs (modules à IGBT par exemple) : c’est pourquoi j’ai sollicité un financement auprès de l’ANR dans le cadre du programme Jeunes Chercheurs Jeunes Chercheuses en 2012 (projet COPTON – pour Commande OPTimale d’ONduleur) afin de poursuivre cette étude au travers d’une thèse qui a pu démarrer en septembre 2012 avec Romain Cousseau. Ce dernier a consacré sa thèse précisément à la modélisation fine et l’analyse du vieillissement des condensateurs dans un contexte de traction de véhicules électriques. Le travail effectué dans ce cadre durant les trois dernières années est développé dans les chapitres suivants :

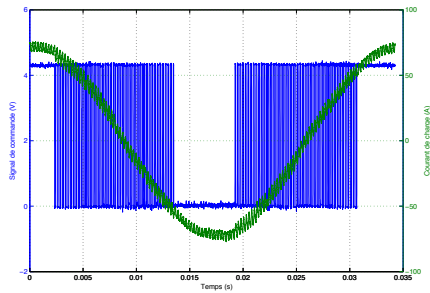
- le chapitre 5 présente les bases physiques et technologiques des condensateurs ainsi que les modèles proposés pour rendre compte de leur comportement avec le maximum de finesse possible ;
- le chapitre 6 aborde la problématique de l’identification des paramètres du modèle d’un condensateur, éventuellement *in situ* au sein d’un convertisseur électronique de puissance ainsi que l’analyse du vieillissement de ces composants dans des conditions électriques et thermiques maîtrisées.



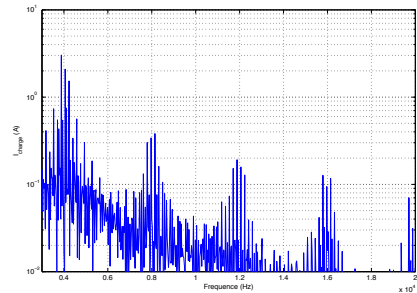
(a) *SVPWM, temporel*



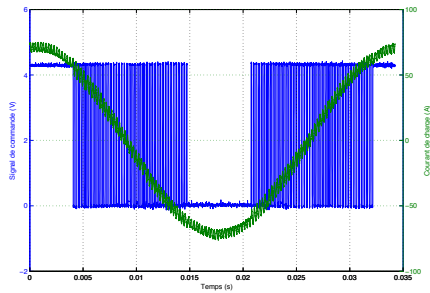
(b) *SVPWM, spectre du courant de charge*



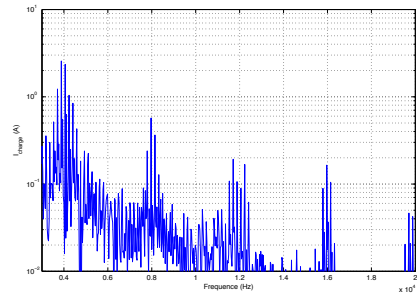
(c) *Ext-DCPWM, temporel*



(d) *Ext-DCPWM, spectre du courant de charge*



(e) *Uni-DCPWM, temporel*



(f) *Uni-DCPWM, spectre du courant de charge*

FIGURE 4.23. – Analyse du courant dans une phase de la charge pour les différentes stratégies MLI avec $m = 0,77$ et $\varphi = 14^\circ$ (source : [NGU 11])

Ces travaux ont conduit a des résultats, relativement nouveaux vis-à-vis de ceux trouvés dans la littérature, ouvrant la voie vers de nouvelles approches de pilotage d'un onduleur dont une ébauche est esquissée dans les perspectives (cf. chapitre 7, paragraphe 7.2.1 – « Métamodulations ») et qui sont en cours de développement, s'inscrivant dans le projet COPTON en contnuité avec la thèse de Romain Cousseau.

Chapitre 5.

Les condensateurs – principes, technologies et modélisation

5.1. Le condensateur théorique

La compréhension du principe de fonctionnement d'un condensateur ne nécessite que quelques connaissances d'électrostatique pour aboutir (dans le cas d'un condensateur plan – cf. figure 5.1) à la relation reliant sa capacité C en Farad aux paramètres suivants :

- la surface S des plaques en vis-à-vis ;
- l'épaisseur e de l'isolant (diélectrique) séparant ces plaques ;
- permittivité diélectrique de l'isolant $\varepsilon = \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r$ où $\varepsilon_0 \approx 8,854 \times 10^{-12}$ F/m est la permittivité du vide et ε_r est la permittivité relative du matériau utilisé.

En effet, on montre facilement que :

$$C = \frac{\varepsilon \cdot S}{e} \quad (5.1)$$

Ce paramètre est le seul à l'œuvre dans la caractéristique tension/courant d'un condensateur idéal pour lequel on a les deux relations équivalentes :

$$i = C \frac{dv}{dt} \Leftrightarrow v(t) - v(t_0) = \frac{1}{C} \int_{t_0}^t i(\tau) \cdot d\tau \quad (5.2)$$

Bien évidemment, cette relation est insuffisante pour rendre compte finement du comportement des condensateurs réels qui, suivant les technologies peuvent présenter :

- une dépendance (plus ou moins forte) de la capacité à la tension ;
- une dépendance (plus ou moins forte) de la capacité à la température ;
- une résistance de fuite (auto-décharge) ;
- un effet mémoire ¹ ;
- une résistance série équivalente (appelée ESR pour *Equivalent Series Resistance* en anglais), généralement dépendante de la température ;

1. rétablissement d'une tension après avoir retiré un court-circuit aux bornes du condensateur préalablement chargé

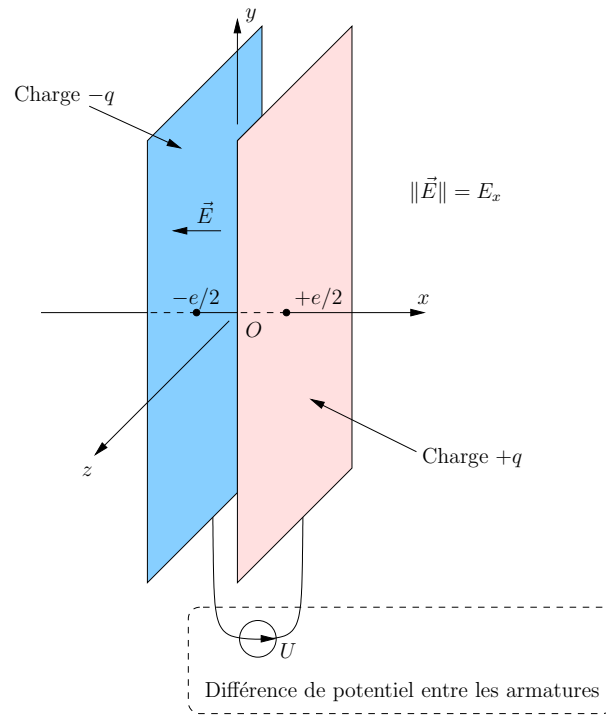


FIGURE 5.1. – Condensateur plan théorique (source : [O1])

- une inductance série équivalente (appelée ESL pour *Equivalent Series Inductance*² en anglais) ;
- des phénomènes éventuellement plus complexes à prendre en compte suivant la technologie de composant étudiée.

5.2. Les technologies des condensateurs réels

5.2.1. Généralités

Toutes les technologies sont basées sur la structure de la figure 5.1 avec éventuellement de « petites » variantes mais on a toujours des surfaces conductrices en vis-à-vis séparées par un isolant avec des propriétés diélectriques particulières. L'objectif premier est d'augmenter la capacité du composant, si possible sous un volume limité. Or, sur les trois paramètres disponibles, deux sont de nature géométrique et peuvent bien évidemment impacter la taille du composant. On peut donc tout d'abord se focaliser sur la permittivité diélectrique qui est, de base celle du vide (ϵ_0), potentiellement augmentée suivant le matériau isolant utilisé entre les deux conducteurs en vis-à-vis (que nous appellerons électrodes de manière générale ou anode et cathode pour les condensateurs dits « polarisés », respectivement pour les bornes « + » et « - »).

Effectivement, la nature du diélectrique est fondamentale pour accéder aux différentes technologies de condensateurs. On peut dresser tout d'abord une liste non exhaustive des matériaux utilisés :

- l'air (notamment pour les condensateurs réglables) ;

². Bien que « Inductance » ne commence pas par un L !



FIGURE 5.2. – Condensateur électrolytique non polarisé

- le mica ;
- films plastiques (polypropylène, polycarbonate, polystyrène, polyester, etc.) ;
- les céramiques (*e.g.* titanate de baryum) ;
- l'oxyde de tantale (dans les condensateurs électrolytiques au tantale) ;
- l'alumine (dans les condensateurs aluminium électrolytiques).

On notera alors une distinction entre les deux dernières technologies et les autres car il s'agit de condensateurs polarisés utilisant un électrolyte. C'est à la fois un élément leur conférant des propriétés intéressantes mais aussi une contrainte d'utilisation majeure : ils ne peuvent pas supporter des tensions alternatives sous peine de destruction (sauf exception³ comme dans le cas du composant de la figure 5.2).

5.2.2. Condensateurs non polarisés

La permittivité diélectrique de l'air étant la même que celle du vide, il ne faut pas espérer obtenir des capacités significatives sous des volumes réduits avec cette technologie. Il s'agit plutôt de la solution la plus simple pour obtenir de petites capacités réglables en faisant pivoter des armatures en vis-à-vis : il s'agit clairement de la solution retenue lorsqu'on doit ajuster une capacité de quelques picofarads comme c'est le cas dans les sondes d'oscilloscopes par exemple. Pour espérer diminuer le volume des condensateurs à capacité donnée, il est évident que l'usage d'un matériau à permittivité élevée soit un atout majeur⁴. Une solution intéressant de ce point de vue est alors l'utilisation de condensateurs céramiques car on peut espérer avec ces matériaux atteindre des permittivités relatives de l'ordre de 1000. Par contre, il est important de noter que, même si avec la technologie modernes des condensateurs céramiques montés en surface de type MLCC (Multi Layer Ceramic Capacitors), on peut obtenir des composants ayant des capacités de $10\mu\text{F}$ pour des tensions de 50V pour un volume parallélépipédique de $6\text{mm} \times 5\text{mm} \times 2,4\text{mm}$ (composant Kemet C2220X106K5RACTU), elle présente quelques inconvénients.

En effet, la référence citée (comme toutes celles à forte capacité volumique) appartient à une catégorie sensible à la température et à la tension appliquée. A titre indicatif, le composant en question utilise la famille de céramique X7R présentant une variation de capacité d'environ 10% sur la plage de température $[-10^\circ\text{C}; +60^\circ\text{C}]$. En outre, la capacité d'un tel condensateur chute

3. Il s'agit en fait de deux condensateurs polarisés montés « tête-bêche » et assemblés dans un seul boîtier.

4. Bien évidemment, il faut que la rigidité diélectrique du matériau soit aussi compatible au champ électrique que l'on appliquera (en lien direct avec la tension et l'épaisseur d'isolant).

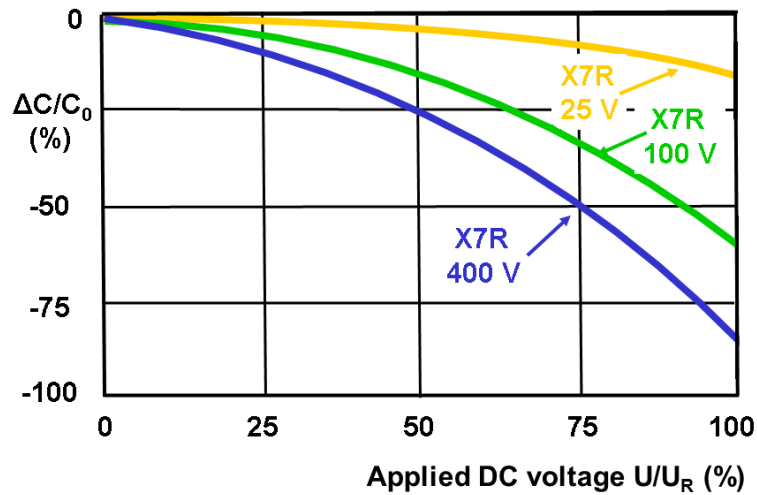


FIGURE 5.3. – Chute de capacité des condensateurs céramiques (source : [O1])

avec la tension : en fait, elle n'est égale à la valeur spécifiée qu'à très faible tension et peut chuter de plusieurs dizaines de pourcents lorsqu'on s'approche de la tension nominale comme en témoigne le graphe de la figure 5.3.

Remarque 9. Bien évidemment, certains condensateurs en céramique ne sont pas soumis à des variations de capacité. Les modèles les plus stables sont connus sous les noms NP0 ou C0G mais ces familles de composants présentent des capacités volumiques bien plus faibles et ils ne présentent en pratique que des valeurs de l'ordre du nanofarad ou moins.

Les autres familles courantes de condensateurs non polarisés utilisent quant à elles des films plastiques comme isolants. Une liste des matériaux utilisés a été présentée précédemment mais on pourra noter que les plus couramment utilisés en électronique de puissance sont les condensateurs de type « polypropylène » soit en complément de condensateurs électrolytiques soit seuls. Dans tous les cas, le principal inconvénient des condensateurs à film plastique provient de la faible permittivité diélectrique du matériau isolant (généralement inférieure à 10) qui n'a donc rien d'exceptionnel. En outre, il est difficile industriellement de fabriquer des films suffisamment fins pour produire des capacités de forte valeur : l'ordre de grandeur atteignable est de l'ordre du micron (il s'agit d'ailleurs plutôt d'une borne inférieure à l'heure actuelle).

Avant d'aborder le cas des condensateurs polarisés, on peut ajouter que toutes les technologies qui viennent d'être présentées ont un comportement très proche du comportement idéal décrit par l'équation (5.2). Cela est vérifié tant en basse qu'en haute fréquence car les isolants utilisés présentent des pertes faibles et que les électrodes métalliques sont d'excellents conducteurs. En fait, le seul problème peut être le caractère inductif de la connectique qui conduit inévitablement à une augmentation de l'impédance en très hautes fréquences (effet de l'ESL).

5.2.3. Condensateurs polarisés

De manière générale, les condensateurs polarisés utilisent comme isolant une fine couche d'oxyde métallique isolante qui est formée sur une des deux électrodes (plus précisément l'anode). L'intérêt premier de cette solution réside dans le fait que cette couche isolante est produite par

Matériau	Permittivité relative ε_r	Rigidité diélectrique (en kV/mm)
Polystyrène	2,4 – 2,7	19,7
Polypropylène (PP)	2,2 – 2,36	30 – 40
Polycarbonate (PC)	2,9	15
Polyester (PET)	2,8 – 4,5	300 (film)
Polyéthylène (PEN, PPS)	3	19 – 160
Polytétrafluoroéthylène (PTFE)	2,1	60 – 173 (film)
FR4 (PCB)	4,2 – 4,9	20
Mica	3 – 6	118
Titanate de Baryum BaTiO ₃ (céramique)	1200 – 10000	2
Alumine Al ₂ O ₃	9,3 – 11,5	10 – 35
Oxyde (pentoxyde) de tantale Ta ₂ O ₅	25 – 50	625

TABLE 5.1. – Caractéristiques des diélectriques couramment utilisés dans des condensateurs

une réaction chimique d'oxydoréduction. Celle-ci permet d'obtenir une épaisseur très faible en comparaison avec la fabrication d'un film plastique (environ 1,5nm/V pour la couche d'alumine des condensateurs aluminium électrolytiques). En outre, les permittivités des oxydes métalliques utilisés sont tout à fait compétitifs avec celles rencontrées avec les matières plastiques :

- l'alumine (pour les condensateurs aluminium électrolytiques) présente une permittivité relative de 10 environ ;
- le pentoxyde de tantale (pour les condensateurs tantale) possède une permittivité relative encore plus forte (de 25 à 50).

Le tableau 5.1 propose une synthèse des permittivités relatives et des rigidités diélectriques de différents matériaux.

Un dernier point fort des condensateurs électrolytiques porte précisément sur l'électrolyte : l'électrode négative des condensateurs n'est pas constituée par l'armature métallique mais par cet électrolyte. Dans ces conditions, on peut espérer exploiter une surface rugueuse ou poreuse de l'anode oxydée pour augmenter la surface effective du condensateur. Ainsi, on a pu agir conjointement sur les trois paramètres-clés de la capacité :

- utilisation d'un diélectrique à permittivité diélectrique ε relativement élevée (par rapport aux films plastiques) ;
- obtention d'une épaisseur de diélectrique e la plus faible possible (par réaction chimique – d'oxydation du métal de l'anode du composant) ;
- augmentation de la surface effective S du condensateur grâce à l'utilisation d'une anode poreuse ou gravée en association avec une cathode « liquide » constituée par l'électrolyte.

Ce dernier point semble jouer un rôle considérable car, d'après les indications fournies dans [COR 13], la surface peut être multipliée par un coefficient supérieur à 100 pour les condensateurs « basse tension » (pour lesquels l'épaisseur du diélectrique est inférieure à 1 μ m).

A titre d'illustration, on peut voir à la figure 5.4 une représentation simplifiée de la géométrie des condensateurs aluminium électrolytiques qui ont fait l'objet de cette étude : il s'agit de composants de marque Kemet de référence PEG225MF470Q ayant une capacité de 470 μ F pour

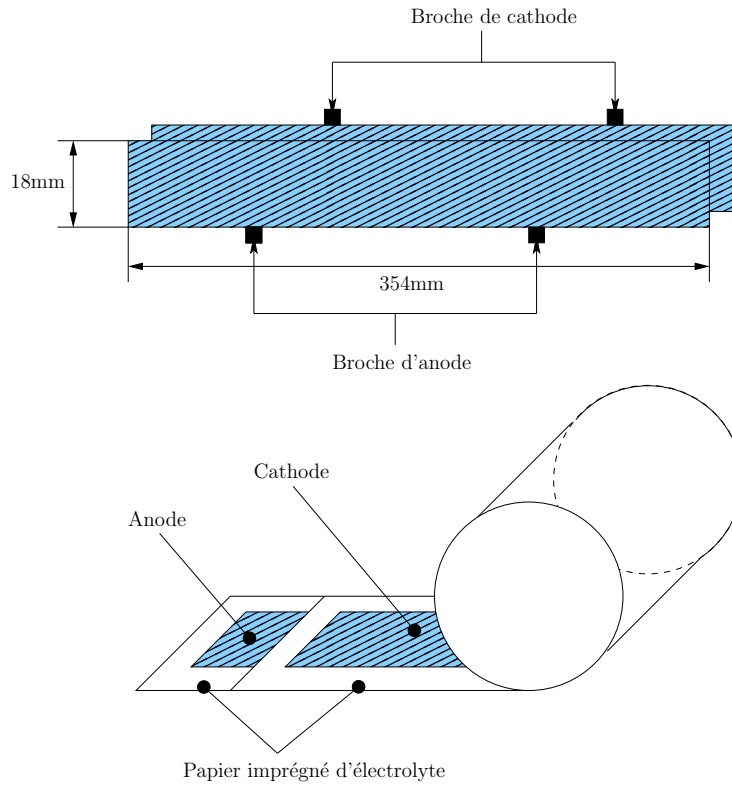


FIGURE 5.4. – Description des condensateurs PEG225MF470Q

une tension nominale de 63V. Ils sont spécifiquement conçus pour les applications automobiles avec une tenue à haute température (jusqu'à 150°C en pointe⁵) et supportant des courants efficaces de valeurs très élevées, en particulier lorsqu'ils sont montés sur dissipateur thermique.

Remarque 10. La tension nominale de ces condensateurs peut sembler faible pour une application automobile mais s'avère représentative de celle que l'on peut rencontrer dans certains petits véhicules tels que le Renault Twizy (cf. figure 5.5), dont la tension de batterie est de 52V, parfaitement adaptée à ce calibre de tension de condensateur.

Cette tension nominale nous permet ensuite d'estimer l'épaisseur du diélectrique à 100nm (1,5nm/V) tandis que la surface « géométrique » S_g des électrodes est de $354 \times 18 = 6372\text{mm}^2$ (soit $0,006372\text{m}^2$). On évaluerait donc la capacité à une valeur :

$$C_g \approx \frac{8,854 \times 10^{-12} \times 10 \times 0,006372}{10^{-7}} = 5,6\mu\text{F} \quad (5.3)$$

Il est clair que la capacité ainsi obtenue est nettement plus faible que la capacité effective du condensateur ($C = 470\mu\text{F}$). La différence n'est due ni à une mauvaise estimation de ϵ_r puisqu'elle n'est que faiblement variable autour de 10 d'après le tableau 5.1 ni par une erreur sur l'épaisseur d'oxyde qui est une grandeur maîtrisée en fonction de la tension nominale (en fait, on aurait dû prendre 94,5nm pour 63V au lieu de 100nm mais l'erreur est minime). Cette différence

5. et une température nominale d'emploi de 125°C, ce qui en fait des composants relativement exceptionnels vis-à-vis de la concurrence (en tout cas pour des composants diffusés par des circuits de distribution classiques tels que Farnell, Digikey, etc.).



FIGURE 5.5. – Le Renault Twizy comme application de référence

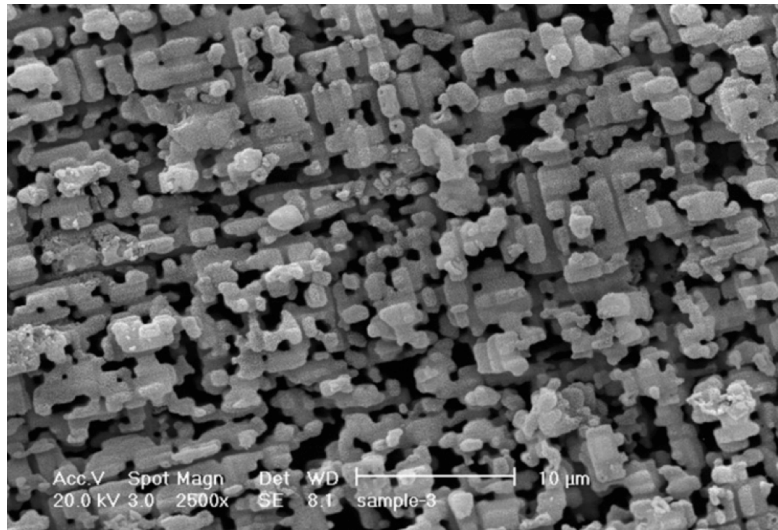


FIGURE 5.6. – Gravure de l'anode d'un condensateur aluminium électrolytique [ALB 11]

considérable de capacité vient d'une mauvaise évaluation de la surface effective de l'anode car celle-ci est gravée comme cela est illustré par la photographie au microscope présentée à la figure 5.6.

Dans notre cas, si on utilise une formule corrigée de la capacité prenant en compte la nature irrégulière de la surface de l'électrode :

$$C = \frac{\varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot \lambda \cdot S_g}{e} \quad (5.4)$$

où S_g est la surface « géométrique » (à l'échelle macroscopique) du ruban d'aluminium et λ un coefficient multiplicateur représentatif de la rugosité de la surface réelle, on trouve dans notre cas une valeur $\lambda \approx 83,9$ qui est conforme à ce qui est avancé dans [COR 13].

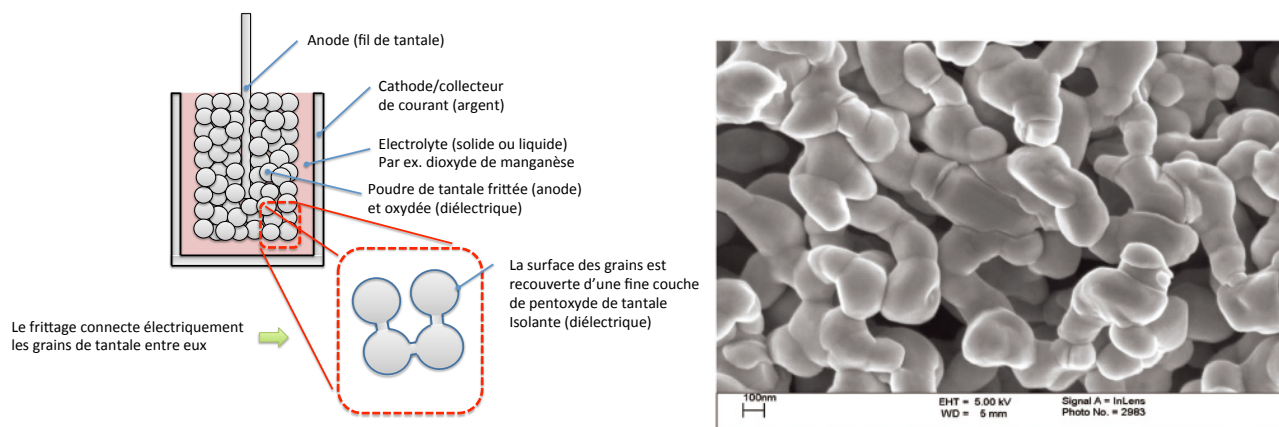


FIGURE 5.7. – Gravure de l'anode d'un condensateur aluminium électrolytique [O5]

5.2.4. Remarques sur les condensateurs « tantale »

Le principe est le même pour les condensateurs au tantale : on utilise un métal recouvert d'une fine couche d'oxyde isolant pour obtenir un condensateur. L'intérêt du tantale est que le pentaoxyde de tantale présente une permittivité nettement plus élevée que l'alumine (ϵ_r peut varier de 25 à 50). Ensuite, pour obtenir une surface d'électrode élevée, la méthode employée est différente de celle utilisée pour les condensateurs aluminium : il ne s'agit pas d'un ruban gravé mais d'un bloc de tantale fritté (voir figure 5.7). La poudre agglomérée sous fortes pression et température permet d'obtenir un bloc compact mais néanmoins poreux fournissant une grande surface « d'interface » avec l'électrolyte.

Toutes ces caractéristiques font des condensateurs tantale des composants très performants mais plusieurs inconvénients les rendent inappropriés pour les applications de « forte » puissance, notamment dans le domaine automobile :

- ils sont plutôt confinés aux applications sous très basse tension ;
- ils sont coûteux ;
- ils sont peu robustes⁶ et inflammables en cas de défaillance.

5.2.5. Synthèse sur les condensateurs électrolytiques

Dans les paragraphes précédents, nous nous sommes focalisés sur la capacité volumique et sur les avantages apportés à ce niveau par les technologies électrolytiques. Il faut néanmoins noter quelques inconvénients. Tout d'abord, il ne faut pas oublier que ces composants sont polarisés : si on tente d'appliquer une tension négative, une réaction chimique va se produire et conduire à la destruction rapide du composant. Ensuite, la conduction ionique dans l'électrolyte n'est pas aussi bonne que dans un métal : il y a des pertes ohmiques significatives (bien que la résistance diminue lorsque la température augmente). Pour finir, le comportement en fonction de la fréquence peut s'écarter du comportement idéal d'un condensateur théorique, notamment à cause de la gravure (ou porosité) de l'anode comme nous le verrons à la sous-section 5.3.2. De manière plus générale,

6. Un coefficient de sécurité de 2 sur le calibre en tension est recommandé pour ces composants [PAN 13] alors que les condensateurs aluminium peuvent être utilisés sous 90% de leur tension nominale sans problème.

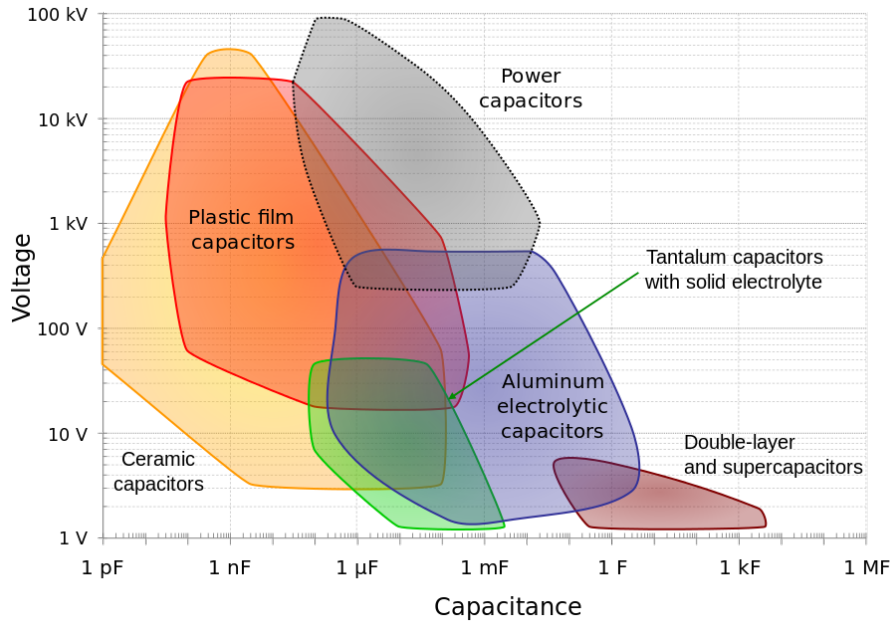


FIGURE 5.8. – Technologies de condensateurs dans le plan (Capacité/Tension) – source : wikipedia, « *types of capacitors* »

les différentes technologies de condensateurs se partagent les applications, notamment par leur localisation dans le plan « Capacité/Tension » comme le montre le diagramme de la figure 5.8.

Remarque 11. Le terme « Power capacitors » utilisé dans la figure 5.8 fait référence à la technologie des films plastiques mais adaptés, comme leur nom l'indique, aux applications de puissance pour lesquels il est évident que les dimensions des conducteurs notamment sont différentes de celles que l'on rencontre pour des applications de filtrage dans des circuits de traitements analogique ou numérique de signaux.

5.3. Condensateur aluminium électrolytique

5.3.1. Modélisation électrique usuelle

Les condensateurs réels présentant un comportement non idéal, on doit rechercher des représentations plus ou moins complexes pour rendre compte des variations par rapport au composant idéal souhaité. En premier lieu, les condensateurs présentent une résistance série qui est appelée ESR (pour Equivalent Series Resistance) dans les documentations techniques des constructeurs. Ensuite, on sait que tout composant ayant des broches de connexion présentent une inductance série (appelée logiquement ESL par les fabricants). On pourrait donc représenter les condensateurs sous la forme d'un circuit RLC série dont l'impédance s'écrit :

$$Z_0(p) = R_0 + L_0 p + \frac{1}{C_0 p} = \frac{1 + R_0 C_0 p + L_0 C_0 p^2}{C_0 p} \quad (5.5)$$

Le numérateur du 2^{ème} ordre de cette impédance peut se formuler sous forme « canonique » en faisant apparaître un coefficient d'amortissement z et une pulsation propre ω_0 dont les expressions

sont respectivement :

$$z = \frac{R_0 C_0 \omega_0}{2} = \frac{R_0}{2} \sqrt{\frac{C_0}{L_0}} \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_0 C_0}} \quad (5.6)$$

Cette représentation s'avère généralement adaptée à des condensateurs à film plastique car le comportement du diélectrique et des conducteurs est proche du comportement idéal sur une gamme de fréquences très large. En effet, il n'y a probablement que l'effet de peau qui peut contribuer à une modification du comportement résistif à haute fréquence lorsque l'épaisseur des conducteurs dépasse deux fois la longueur δ définie (en m) comme suit ⁷ :

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \cdot \mu \cdot \sigma}} \quad (5.7)$$

où ω est la pulsation considérée (en rad/s), μ est la perméabilité magnétique (en H/m) du matériau et σ sa conductivité électrique (en S/m).

L'intérêt de ce modèle simple réside toutefois dans la détermination de gammes de fréquences caractéristiques. Dans le cas où on a un coefficient d'amortissement faible ($z < 1$), on peut considérer deux zones de fréquences :

- Pour les fréquences $f \ll \frac{1}{2\pi\sqrt{L_0 C_0}}$, le condensateur se comporte quasiment comme un condensateur idéal ;
- Pour les fréquences $f \gg \frac{1}{2\pi\sqrt{L_0 C_0}}$, le condensateur se comporte quasiment comme une inductance idéale.

Ce type de comportement est caractéristique des condensateurs à faibles pertes comme les condensateurs à films plastiques et les condensateurs céramiques. Bien évidemment, on s'assurera de toujours travailler dans la première gamme de fréquences (c'est-à-dire avec $f \ll \frac{1}{2\pi\sqrt{L_0 C_0}}$).

Dans le cas des condensateurs électrolytiques, le coefficient d'amortissement est généralement nettement plus élevé : ceci est le prix à payer pour l'utilisation d'électrolyte comme cathode du composant (l'électrode métallique ne jouant finalement que le rôle de collecteur de courant). On pourra alors mettre en évidence deux pulsations caractéristiques car le numérateur devient factorisable en deux éléments du premier ordre :

$$Z_0(p) = \frac{(1 + p/\omega_1) \cdot (1 + p/\omega_2)}{C_0 p} \quad (5.8)$$

avec $\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \cdot \omega_2}$. Dans cette situation, on a toujours un comportement capacitif en basses fréquences et inductif en hautes fréquences mais on voit apparaître une gamme intermédiaire où on observe essentiellement un comportement résistif (pour $\frac{\omega_1}{2\pi} < f < \frac{\omega_2}{2\pi}$ si on considère, bien évidemment, que $\omega_1 < \omega_2$).

Malheureusement, ce modèle n'est pas parfaitement adapté au comportement réel des condensateurs électrolytiques. En effet, la résistance de l'électrolyte varie fortement en fonction de la fréquence ⁸ sans lien avec l'effet de peau évoqué précédemment : on observe en effet que la résistance de l'électrolyte diminue lorsque la fréquence augmente. Il s'agit d'un résultat très général

7. Bien évidemment, il ne s'agit que d'une information qualitative car la formule ne considère qu'un conducteur isolé et ne tient donc pas compte de l'effet de proximité (ni même de la géométrie particulière du conducteur).

8. mais aussi en fonction de la température. Toutefois, ceci est un autre problème.

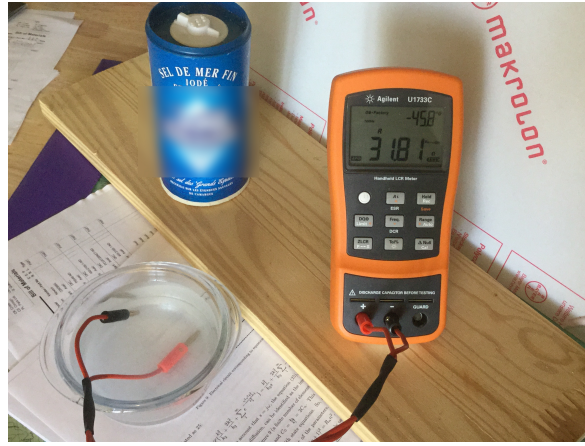


FIGURE 5.9. – Mesure de résistance d’une solution de chlorure de sodium à température ambiante (19°C)

que l’on peut observer expérimentalement avec un matériel rudimentaire (cf. figure 5.9) pour de l’eau salée.

Avec cette expérience, on peut mesurer la résistance de la solution de chlorure de sodium à différentes fréquences (100, 120, 1 k, 10 k et 100 kHz à l’aide du RLC-mètre Agilent U1733C). Les résultats des mesures sont regroupés dans le tableau de la figure 5.10 avec la courbe correspondante. Ils confirment une diminution de la résistance (et donc une augmentation de la conductivité) à haute fréquence. En fait, dans la littérature (par exemple [RAD 04]), la résistance d’électrolyte est considérée comme indépendante de la fréquence car on considère que seules les interfaces avec les électrodes introduisent des impédances (de type RC parallèles) dont le module diminue lorsque la fréquence augmente⁹. Dans ces cellules RC associées aux deux interfaces « électrolyte/électrodes », la résistance est qualifiée de *résistance de polarisation* alors que la capacité est appelée *capacité de double couche* (que l’on retrouve classiquement dans la modélisation des condensateurs électrolytiques, des supercondensateurs et des batteries).

Toutes ces considérations permettent d’aboutir à un modèle que nous qualifierons de « classique » car pouvant être observé dans la littérature, par exemple dans [GAS 05]. Il est présenté en comparaison du modèle proposé dans la thèse de R. Cousseau à la figure 5.11 dans la mesure où il s’est avéré insuffisant pour rendre compte du comportement fin des condensateurs Kemet qui constituent le support de notre étude.

5.3.2. Modélisation électrique proposée

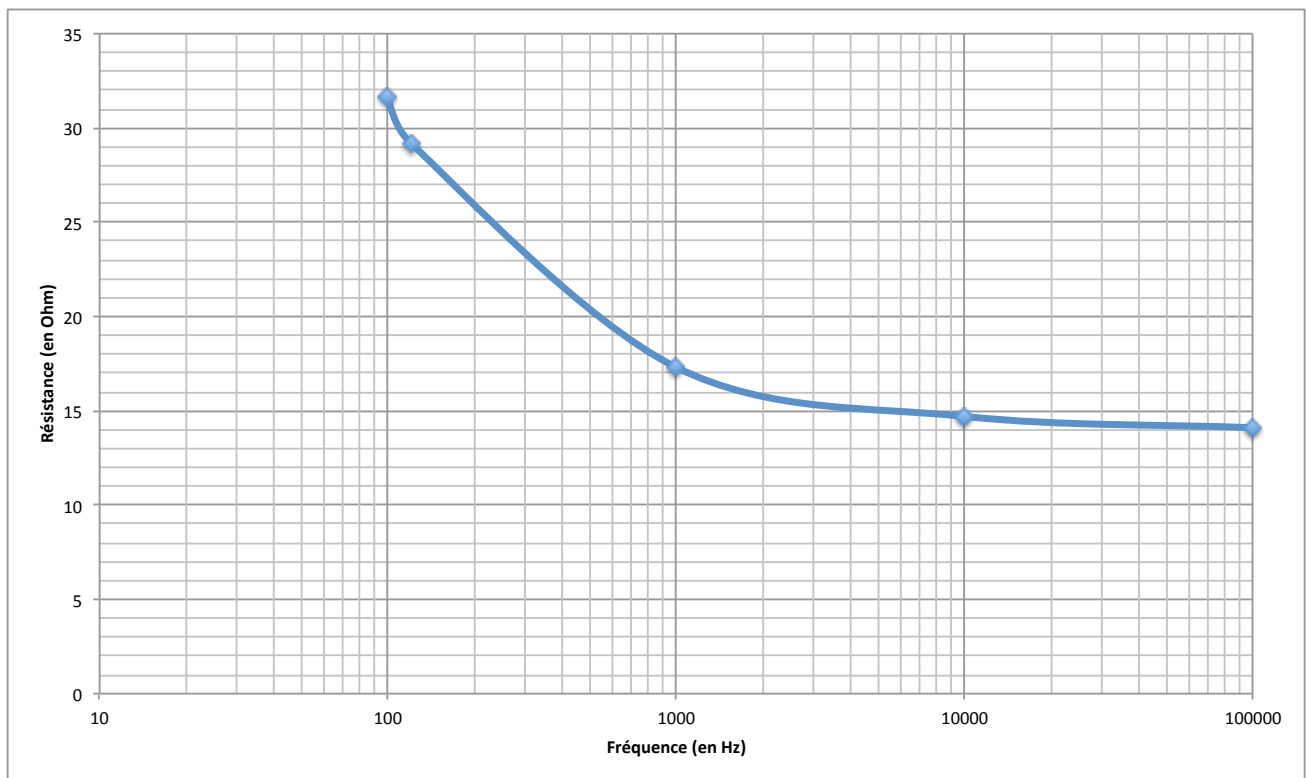
Pour rendre compte réellement du comportement observée par impédancemétrie des condensateurs, nous avons du mettre en œuvre non pas un modèle avec un circuit RC parallèle pour décrire le comportement à l’interface électrode/électrolyte comme c’est le cas dans le modèle classique mais d’une cascade de circuits « RC parallèle » reliés les uns aux autres en série.

Cette description plus complexe est *a priori* rendue nécessaire par la gravure de l’anode. En effet, on peut considérer que la circulation des ions à l’intérieur des cavités de la gravure est perturbée et se conforme à un comportement de diffusion dite restreinte dans la mesure

9. Du fait de l’accumulation d’ions en surface.

Fréquence	Résistance
100 Hz	31,6 Ω
120 Hz	29,2 Ω
1 kHz	17,3 Ω
10 kHz	14,7 Ω
100 kHz	14,1 Ω

(a) Relevés de mesures pour différentes fréquences



(b) Tracé du module de l'impédance

FIGURE 5.10. – Résultats de mesure de résistance de la solution de chlorure de sodium en fonction de la fréquence

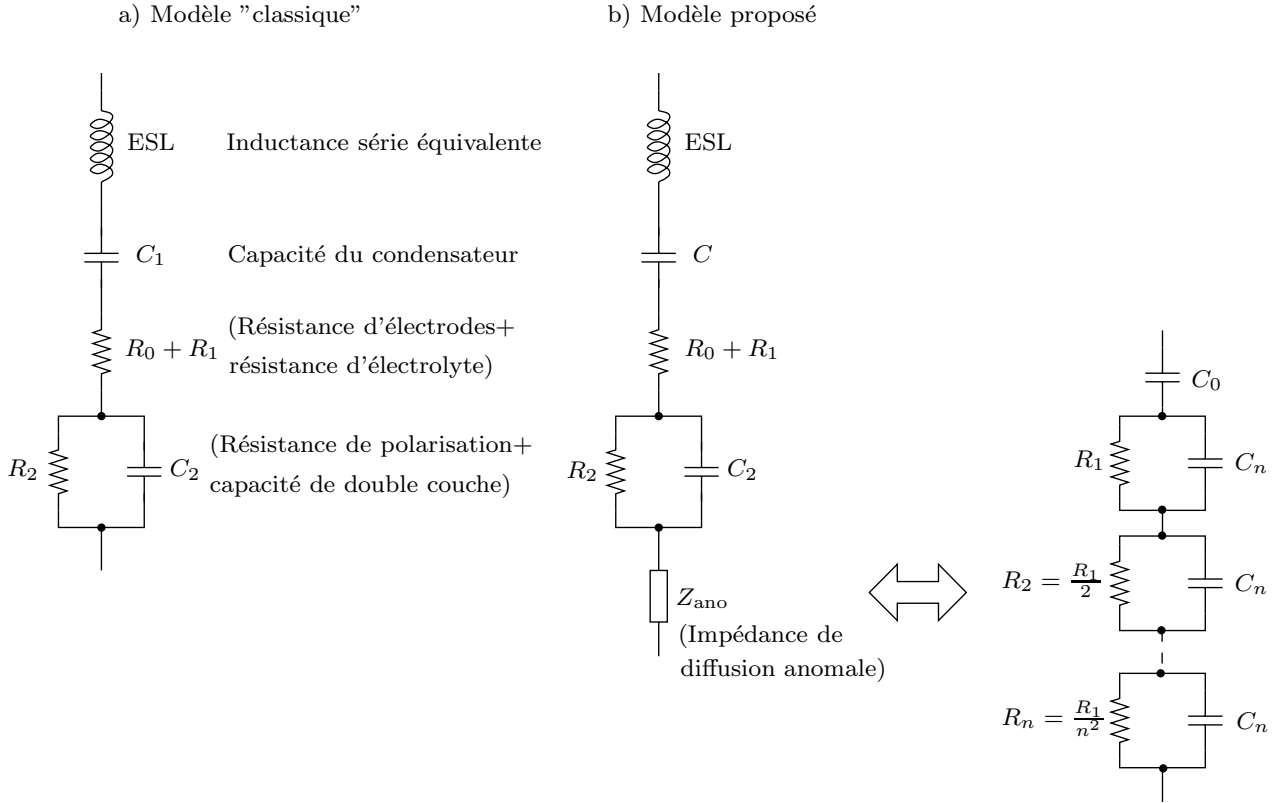


FIGURE 5.11. – Modélisations (« classique » à gauche, avec prise en compte de la diffusion à droite) d'un condensateur aluminium électrolytique

où elle ne peut pas se poursuivre au-delà de la paroi de l'électrode. Cette diffusion est décrite par des équations aux dérivées partielles connues sous le nom de lois de Fick reliant la densité de flux d'éléments $\mathbf{j}(x,y,z,t)$ et concentration de ces éléments $c(x,y,z,t)$ qui sont des fonctions respectivement vectorielle et scalaire de l'espace et du temps. Dans le cas d'un problème ramené (comme dans notre cas¹⁰) en dimension 1 d'espace, nous avons :

$$\begin{cases} j(x,t) = -D \frac{\partial c(x,t)}{\partial x} \\ \frac{\partial c(x,t)}{\partial t} = -\frac{\partial j(x,t)}{\partial x} \end{cases} \quad (5.9)$$

où D est le coefficient de diffusion des éléments considérés.

Remarque 12. On notera qu'en dimension 1, la densité de flux $\mathbf{j}$ (qui est par définition une grandeur vectorielle) devient une grandeur scalaire que l'on peut alors appeler flux (car cela revient à se ramener à une grandeur intégrée suivant une section dans les directions y et z).

En associant ces deux équations, nous obtenons d'une EDP du 1^{er} ordre en temps et du 2^{ème} ordre en variable d'espace :

$$D \frac{\partial^2 c(x,t)}{\partial x^2} = \frac{\partial c(x,t)}{\partial t} \quad (5.10)$$

Une astuce de calcul opérationnel consiste à remplacer la dérivée en temps par l'opérateur de

10. On suppose que les cavités sont plus longues que larges.

Laplace p :

$$\frac{\partial^2 C(x, p)}{\partial x^2} = \frac{p}{D} C(x, p) \quad (5.11)$$

On peut alors proposer une expression des solutions de cette équation :

$$C(x, p) = A(p).e^{-\sqrt{p/D}.x} + B(p).e^{\sqrt{p/D}.x} \quad (5.12)$$

Comme toute équation différentielle, les conditions aux limites permettent d'aboutir à une formulation unique de la solution. Pour cela, si on se place dans le cadre de la diffusion restreinte, il convient de définir une longueur de diffusion λ pour laquelle on peut écrire que :

$$\forall t, j(\lambda, t) = 0 \quad (5.13)$$

D'après (5.9a), cela revient à avoir :

$$\forall t, \left. \frac{\partial c(x, t)}{\partial x} \right|_{x=\lambda} = 0 \quad (5.14)$$

On peut alors appliquer ce résultat à l'expression (5.12) :

$$\left. \frac{\partial C(x, p)}{\partial x} \right|_{x=\lambda} = -\sqrt{p/D}.A(p).e^{-\sqrt{p/D}.\lambda} + \sqrt{p/D}.B(p).e^{\sqrt{p/D}.\lambda} = 0 \quad (5.15)$$

Cela nous permet d'écrire la relation suivante entre $A(p)$ et $B(p)$:

$$A(p) = B(p).e^{2\sqrt{p/D}.\lambda} \quad (5.16)$$

Il reste toujours $A(p)$ qui reste indéterminé dans la solution (5.12). Pour lever cette indétermination, une condition initiale (ou plutôt aux limites) est encore requise. Il faut pour cela définir la valeur de j pour $x = 0$ (c'est-à-dire à l'entrée de la cavité). D'après [DIA 96], on peut lier ce flux à différents paramètres :

- la concentration n des ions dans l'électrolyte ;
- la constante de Faraday F ;
- la surface (section) $\mathcal{S}$ sur laquelle s'effectue la diffusion.

Nous pouvons alors écrire :

$$J(0, p) = \frac{I(p)}{n.F.\mathcal{S}} \quad (5.17)$$

où $I(p)$ est la transformée de Laplace du courant $i(t)$ observable à l'échelle macroscopique.

D'un point de vue physique, le potentiel électrique est proportionnel à la concentration des ions. On peut donc évaluer une impédance introduite par les cavités de gravure en calculant le ratio $C(0, p)/I(p)$. Nous appellerons cette impédance $Z_{\text{diff}}(p)$ qui est définie comme suit :

$$Z_{\text{diff}}(p) = \frac{C(0, p)}{I(p)} = \frac{1}{n.F.\mathcal{S}.\sqrt{D.p}} \cdot \coth \left(\sqrt{p/D}.\lambda \right) \quad (5.18)$$

En fait, cette formulation théorique s'inscrit dans un cadre plus large où l'on retrouve une expression d'impédance qualifiée d'anomale (qui vient d'« anomalie ») disponible dans les outils logiciels de l'impédancemètre utilisé pour la caractérisation des condensateurs (mais aussi des batteries au laboratoire). Cette impédance anomale est définie comme suit :

$$Z_{\text{ano}}(j\omega) = R_{\text{ano}} \frac{\coth\left(\frac{j\omega}{\omega_0}\right)^{\frac{\gamma_0}{2}}}{\left(\frac{j\omega}{\omega_0}\right)^{1-\frac{\gamma_0}{2}}} \quad (5.19)$$

où les trois paramètres R_{ano} , ω_0 et γ_0 sont à définir.

Remarque 13. On notera la présence d'une puissance $\gamma_0/2$ qui est représentative d'un modèle d'ordre non entier au même titre que $\sqrt{p}$ dans les équations précédentes.

L'exploitation de l'expression (5.19) est ensuite rendue possible, d'après la littérature, par l'application de la formule suivante :

$$\frac{k_1}{\sqrt{s}} \coth\left(\frac{k_2}{k_1}\sqrt{s}\right) = \frac{k_1^2}{k_2 s} + \frac{2k_1^2}{k_2} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{s + \frac{n^2 \pi^2 k_1^2}{k_2^2}} \quad (5.20)$$

qui nous permet d'obtenir la représentation sous la forme d'une capacité en série avec une série infinie de circuits RC parallèles. Bien évidemment, en pratique, on se limitera à une somme (et un circuit fini) car en pratique, la bonne concordance entre mesures et modèles est assurée avec 4 ou 5 cellules.

5.4. Modélisation thermique

5.4.1. Schéma électrique équivalent

La modélisation thermique retenue pour la représentation des condensateurs s'appuie essentiellement sur les données (assez complètes fournies par le constructeur). Elle s'avère relativement simple mais des validations expérimentales ont permis de vérifier la concordance entre prédictions des simulations et résultats expérimentaux¹¹. En l'occurrence, le circuit proposé par Kemet est du deuxième ordre avec un nœud représentatif du point chaud du condensateur (« hot spot ») tandis que le deuxième nœud est représentatif de la température de surface. On admet en fait l'homogénéité de la température interne du composant du fait de la bonne conductivité des rubans d'aluminium. Le schéma en question est celui présenté à la figure 5.12.

En fait, R. Cousseau a analysé de manière détaillée les pertes et leurs localisations pour évaluer la distribution de température à l'intérieur du composant afin de vérifier le degré de validité d'un tel modèle. Cette vérification s'est basée sur l'utilisation d'un réseau nodal électrique pour évaluer les pertes pour ensuite les injecter dans un modèle à éléments finis thermique (cf. figure 5.13) pour calculer le champ de température afin de vérifier son homogénéité. Bien

11. Autant que cela était possible étant donnée la difficulté d'effectuer de bonnes mesures de températures et l'impossibilité de mesurer effectivement la température interne du composant (« hot spot » dans la documentation technique du composant).

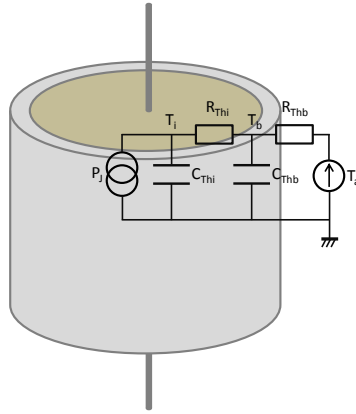
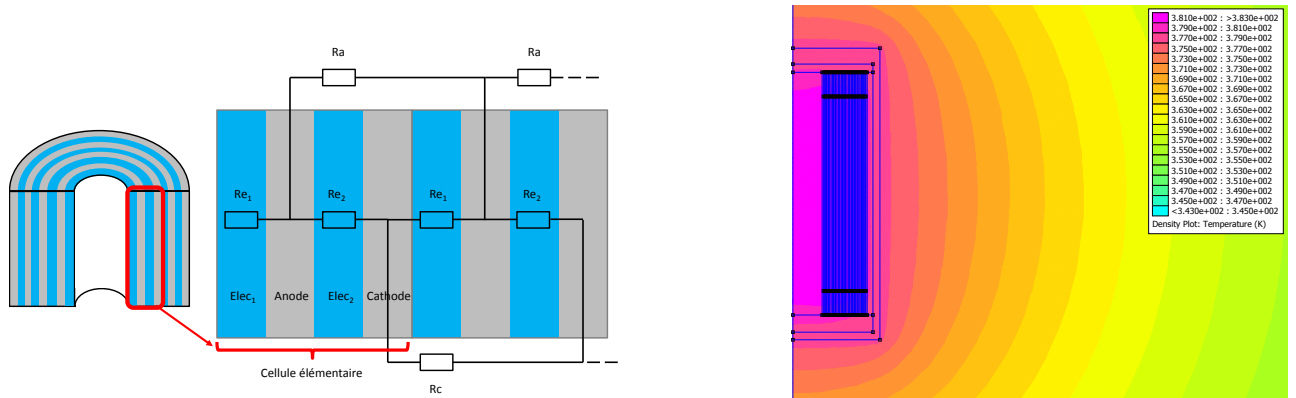


FIGURE 5.12. – Modélisation thermique du 2^{ème} ordre d'un condensateur aluminium électrolytique



(a) Schéma de principe de la modélisation électrique « fine »

(b) Simulation thermique par éléments finis (sous FEMM)

FIGURE 5.13. – Simulation fine électrique/thermique d'un condensateur

évidemment, pour effectuer de tels calculs, certaines hypothèses ont dû être faites, en particulier sur la nature de l'électrolyte pour lequel nous avons considéré qu'il s'agissait d'éthylène glycol (produit couramment rencontré dans les condensateurs électrolytiques).

Les couches des électrodes (anodes et cathodes) sont caractérisées par une conductivité et donc une résistance différente car les épaisseurs des feuilles d'aluminium sont différentes. On tient également compte de la résistance des couches d'électrolyte (symbolisées en bleu à la figure 5.13a). Qualitativement, les simulations fines montrent¹² que les gradients de température obtenus sur la simulation thermique de la figure 5.13b sont très faibles à l'intérieur du composant : ce résultat est clairement montré par la courbe de la figure 5.14 indiquant une variation de 3°C entre la température de la couche plus interne (n°1) à la couche plus externe (n°13). On notera que la température la plus élevée n'est pas nécessairement celle du centre du composant : il semblerait que le maximum se situe au niveau de la couche n°3. Néanmoins, on peut considérer que la température est homogène entre les couches n°1 et n°5 avant de diminuer progressivement (et de manière assez modérée) au-delà.

12. même si des incertitudes subsistent sur les paramètres

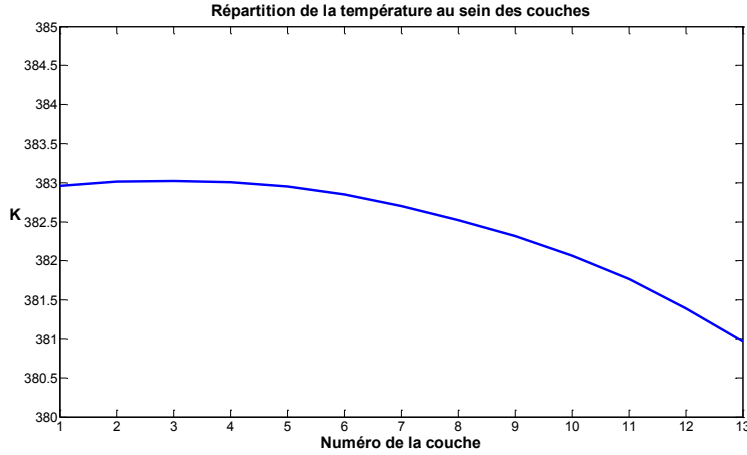


FIGURE 5.14. – Relevé des températures des couches internes du condensateur

Remarque 14. Les paramètres du modèle thermique (hormis les pertes – cf. 5.4.2) sont supposés indépendants de la température. En fait, l'identification des paramètres (nécessaires pour proposer une adaptation en fonction de la température) est rendue délicate par le fait qu'il nous est *a priori* impossible d'instrumenter l'intérieur des condensateurs pour effectuer une mesure de la température de « hot spot »¹³.

5.4.2. Couplage électrique/thermique

La prise en compte du couplage entre les modèles électrique et thermique est visiblement bi-directionnel. En effet, il est clair, dès la lecture des documentations techniques des condensateurs, que l'ESR est très fortement dépendant de la température. Dans le même temps, le modèle thermique est alimenté par les pertes Joule calculées dans le circuit électrique. Ces deux couplages sont schématisés par le diagramme de la figure 5.15. Ce diagramme fait également apparaître une dépendance du modèle thermique vis-à-vis de la température : à l'heure actuelle, nos modèles ne tiennent pas compte d'un tel effet et il nous sera difficile de l'analyser expérimentalement. La seule approche qui nous semble pertinente dans ce cas serait d'extraire de la littérature des modèles analytiques des briques de base pour comparer le comportement d'un tel modèle fin (différent du modèle fin invariant décrit et testé à la figure 5.13) avec celui dont nous disposons pour quantifier l'écart des prédictions et ainsi justifier ou non un approfondissement de ce travail de modélisation.

Pour le couplage du modèle électrique vers le modèle thermique, la loi mise en œuvre est simple et il suffit d'exprimer :

- d'une part la partie réelle de l'impédance $\underline{Z}_C$ du condensateur pour toutes les pulsations (notée $\text{ESR}(\omega) = \Re \left[R_0 + jL_0\omega + \frac{1}{jC_0\omega} + \underline{Z}_{\text{ano}}(\omega) \right]$);
- d'autre part la transformée de Fourier du courant i_C que nous noterons $\underline{I}_C(\omega)$.

¹³. Le point externe le plus « proche » thermiquement est probablement la broche d'anode mais la pose d'un thermocouple sur celle-ci est difficile et s'est révélée peu concluante en pratique.

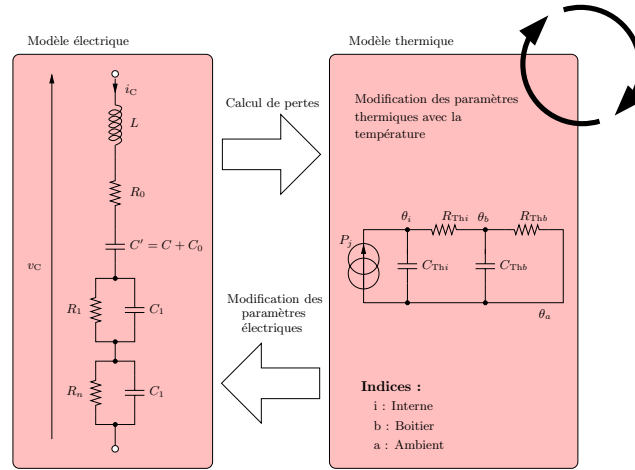


FIGURE 5.15. – Couplage électrique/thermique dans le condensateur

En effet, on peut alors calculer les pertes Joule P_J comme suit :

$$P_J = \int_{\mathbb{R}} \text{ESR}(\omega) \cdot |\underline{I}_C(\omega)|^2 \cdot d\omega \quad (5.21)$$

En ce qui concerne le couplage du modèle thermique vers le modèle électrique, il n'y a pas de loi définie *a priori* pour décrire l'évolution des paramètres du circuit électrique¹⁴. On pourra néanmoins proposer des modèles de conduite sur la base des résultats expérimentaux. On notera d'ailleurs que ce travail peut être fait dès la lecture de la documentation technique du composant¹⁵ si on se contente d'un modèle simple car on peut considérer en première approximation que seul l'ESR est sensible à la température¹⁶.

14. En particulier pour le modèle que nous proposons

15. En tout cas lorsque le fabricant fournit une documentation détaillée !

16. En fait, comme nous le verrons dans le chapitre suivant, la capacité est également impactée (mais plus légèrement).

Chapitre 6.

Identification des paramètres et analyse du vieillissement

6.1. Introduction

L'identification du modèle d'un condensateur passe par une expérimentation préalable. En effet, nous avons tout d'abord tenté d'identifier les résultats d'impédancemétrie à un modèle classique (le modèle de gauche de la figure 5.11). Or, ce modèle s'est révélé insuffisant pour rendre compte du comportement réel. C'est précisément ce problème qui nous a poussé à affiner ce modèle avec l'approche présentée dans le chapitre précédent. Nous ne reviendrons pas ici sur le modèle pour nous focaliser sur :

- la présentation du protocole expérimental ;
- la présentation de la méthode de « fitting du modèle » pour un traitement hors ligne ;
- la présentation de l'identification en ligne par filtrage de Kalman et ses limites pour notre modèle.

L'objectif de cette modélisation et de cette identification est double :

- nous souhaitons disposer d'un modèle aussi fin que possible pour rendre compte du vieillissement du composant à partir variations paramétriques qui peuvent être masquées dans un modèle plus grossier ;
- nous avons également besoin d'un modèle (éventuellement plus rudimentaire) pour évaluer les pertes qui sont ensuite prises en compte pour la commande de l'onduleur.

Même sur ce deuxième point, l'objectif est d'agir sur le stress des composants afin d'éviter leur vieillissement prématuré. Or, dans le contexte automobile (plus précisément pour les véhicules électriques), le fonctionnement à régime variable produira des déplacements réguliers du point de fonctionnement de la machine de traction dans le plan (Ω_m, C_m) et par voie de conséquence dans le plan (φ, m) pour le onduleur. Pour une stratégie MLI donnée, une variation en cycles lents de la valeur efficace du courant dans le(s) condensateur(s) de découplage est donc à prévoir, impliquant des variations de température.

Afin de quantifier l'impact de variations lentes de température sur le vieillissement de condensateurs, nous avons mis en œuvre un banc de vieillissement qui est décrit dans la section suivante, permettant de comparer un lot de condensateurs soumis à une contrainte constante avec un lot

de condensateurs soumis à des cycles thermiques lents. Les essais effectués avec ce dernier se sont déroulés sur environ 12000h et à intervalles de temps réguliers, des arrêts étaient effectués pour procéder à des impédancemétries (cf. section 6.3) sur les différents condensateurs testés : le « fitting » entre le modèle et les mesures est ensuite effectué hors ligne à l'aide d'un algorithme génétique sur la base d'un critère global appliqué à l'impédance (cf. section 6.4). Les résultats obtenus au cours de la campagne de vieillissement sont ensuite présentés et analysés à la section 6.5.

Idéalement, ce travail d'identification devrait pouvoir s'effectuer en ligne directement sur un convertisseur électronique de puissance. La structure du système sur lequel cette approche a été testée est décrite à la section 6.6. La technique utilisée pour cette identification est le filtrage de Kalman qui sera présenté, ainsi que les résultats obtenus, à la section 6.7. Une conclusion partielle achèvera ce chapitre en dressant un bilan des résultats obtenus mais aussi en mettant en lumière certains points surprenants vis-à-vis de la littérature et en enrichissant l'étude de compléments récemment mis en œuvre, montrant que les condensateurs aluminium électrolytiques ne se modélisent pas nécessairement de manière simple et qu'ils ne présentent pas tous des comportements similaires.

6.2. Banc de vieillissement des condensateurs

6.2.1. Description générale

Dans le but de faire vieillir les condensateurs étudiés dans des conditions maîtrisées de fonctionnement, nous avons mis au point un banc d'essai (cf. figure 6.1) constitué :

- de deux alimentations de laboratoire de forte puissance (pouvant fournir 80V et de puissances respectives 1,5 et 3kW) ;
- d'une étuve¹ permettant de contrôler la température ambiante dans laquelle les condensateurs étaient plongés tout au long des essais ;
- de six charges résistives de forte puissance (puissance nominale : 1kW) ;
- d'une carte comprenant six convertisseurs électroniques de puissance (des hacheurs) permettant de tester six condensateurs simultanément ;
- des cartes filles permettant de désolidariser les condensateurs² de leurs hacheurs respectifs pour les essais d'impédancemétrie ;
- des inductances de lissage entre les alimentations et les hacheur ;
- un boîtier de contrôle permettant de fournir aux hacheurs les signaux de commande appropriés (l'un à rapport cyclique fixe, l'autre lentement variable).

Le choix d'un hacheur série pour simuler le convertisseur électronique de puissance repose sur l'hypothèse que la nature des formes d'ondes à l'échelle de la période de découpage n'a pas

1. En fait, il s'agit d'une enceinte thermique (incubateur plus précisément) à effet Peltier Binder KT 115 permettant de réguler la température entre 4 et 100°C pour un volume de 115 L.

2. par ailleurs instrumentées à l'aide d'un thermocouple et associées à des bornes permettant une mesure « à quatre fils » pour l'impédancemétrie.

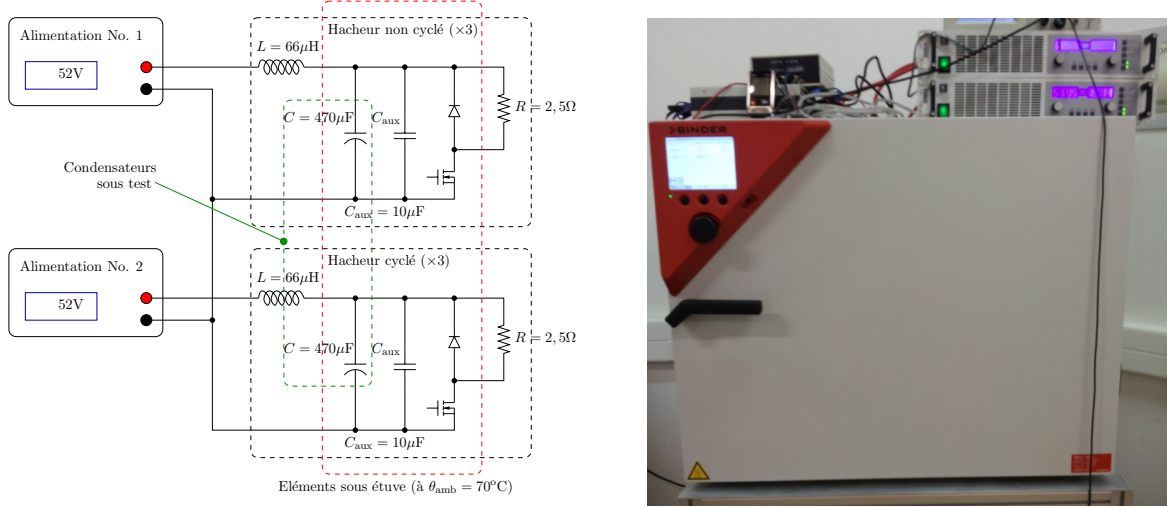


FIGURE 6.1. – Schéma de principe et vue d'ensemble du banc de vieillissement

d'impact sur les condensateurs³. Ensuite, bien que le volume disponible à l'intérieur de l'étuve soit important (115 L), l'objectif était de tester deux catégories de condensateurs ou plutôt deux groupes de condensateurs soumis à des conditions de fonctionnement différentes : un groupe étant utilisé sur des hacheurs pilotés à rapport cyclique fixe α_0 (et donc traversés par un courant efficace stable dans le temps) et un autre groupe utilisé avec des hacheurs pour lesquels le rapport cyclique de la commande oscillait de manière sinusoïdale avec une période de 1000s entre une valeur $\alpha_{\min} = 0,1$ et une valeur $\alpha_{\max} = 0,5$.

Ce choix d'excursion du rapport cyclique nous a permis d'obtenir des variations de température significatives pour notre test (entre $\theta_{\min} = 110^\circ\text{C}$ et $\theta_{\max} = 135^\circ\text{C}$ ⁴). Le rapport cyclique α_0 a ensuite été réglé de manière à obtenir une énergie dissipée par période équivalente à celle des condensateurs non cyclés (en l'occurrence $\alpha_0 = 0,35$).

On notera que les rapports cycliques choisis sont inférieurs ou égaux à 0,5 : la raison de ce choix est que l'on peut aisément montrer que le courant efficace dans les condensateurs suit une loi symétrique par rapport au point $\alpha=0,5$. En effet, un rapport cyclique de 0,25 est aussi « stressant » pour celui-ci que le cas où $\alpha = 0,75$. Dans ces conditions, le choix d'un rapport cyclique inférieur à 0,5 est le plus judicieux du point de vue de l'économie d'énergie pour ce test ! En outre, ces pertes (dissipées dans les charges résistives) étaient une source de problème de température dans la pièce dans laquelle était placée le banc et qui aurait été aggravé par un autre choix.

Les inductances de lissage évoquées précédemment jouent également un rôle important dans notre banc d'essai car, le but étant de maximiser le stress des condensateurs de découplage, elles devaient bloquer la composante HF du courant en entrée du hacheur : en l'empêchant de circuler dans l'alimentation, elles la forçaient à circuler dans les condensateurs. Bien évidemment, pour obtenir ce résultat, la condition suivante était nécessaire :

$$F_d = \frac{1}{T_d} > \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (6.1)$$

3. Cette hypothèse devra à l'avenir est validée.

4. Température de point chaud (hot spot) estimée.

où F_d est la fréquence de découpage du hacheur, L l'inductance de lissage et C la capacité de découplage à tester. Le choix de la valeur appropriée est alors le fruit d'un compromis entre plusieurs contraintes :

- limitation de l'encombrement de ces composants supplémentaires⁵ ;
- limitation des nuisances acoustiques liées au découpage (en augmentant autant que possible F_d) ;
- limitation des pertes par commutation dans les interrupteurs (en limitant la fréquence de découpage à un niveau raisonnable⁶).

Un « bon compromis » a été trouvé en choisissant des inductances de $66\,\mu\text{H}$ pour une fréquence de découpage de 10kHz avec laquelle les nuisances acoustiques étaient modérées (ce qui n'était pas le cas pour $F_d = 5\text{kHz}$). A ces deux paramètres s'ajoute la température ambiante que nous avons fixée à 70°C , celle-ci se révélant être la valeur maximale garantissant un fonctionnement fiable des autres composants placés dans l'étude (transistors et diodes de puissance, drivers et circuit logique à composants discrets⁷, etc.).

6.3. Protocole d'impédancemétrie

Le boîtier de contrôle générait non seulement, à l'aide d'un microcontrôleur, les signaux PWM requis pour les deux groupes de hacheurs mais il permettait aussi de surveiller la durée de ces essais. En effet, il était nécessaire de programmer à intervalles (à peu près) réguliers des arrêts du système pour procéder à des mesures d'impédance des condensateurs. Or, comme cela a été indiqué au chapitre 5, certains paramètres de cette impédance sont fortement sensible à la température. Afin de maîtriser parfaitement ces mesures, nous devons obligatoirement les effectuer à l'intérieur d'une étuve.

Les choix de température retenus pour ces essais ont été 25 , 60 et 80°C . Une température supérieure, bien que supportée par les condensateurs, ne l'était pas nécessairement par les câbles de l'impédancemètre et nous avons préféré nous limiter à une température maximale de 80°C qui est déjà significative.

Afin de garantir une mesure pour une température homogène des composants, ces derniers étaient maintenus à la température de consigne pendant plusieurs heures avant la mesure effective : dans ces conditions, ces essais s'avéraient particulièrement longs et ne pouvaient pas être répétés à un rythme soutenu. Nous avons par conséquent choisi une périodicité supérieure à 500h entre chaque mesure.

Un dernier point important concernant ces mesures porte sur la difficulté d'obtenir des résultats reproductibles étant donnée la faible valeur des impédances (et en particulier les résistances) mises en jeu. Afin de s'affranchir au maximum des problèmes de connectique (critiques dans ces cas de figure), nous avons prévu dès le départ d'équiper les cartes supports des condensateurs

5. qui pouvaient néanmoins être placés en dehors de l'étuve.

6. Ce point est effectivement contraignant car les interrupteurs sont, comme le reste des hacheurs, placés dans l'étuve et soumis à une température ambiante déjà élevée.

7. En effet, la version « circuit intégré » était susceptible de défaillir à 70°C .

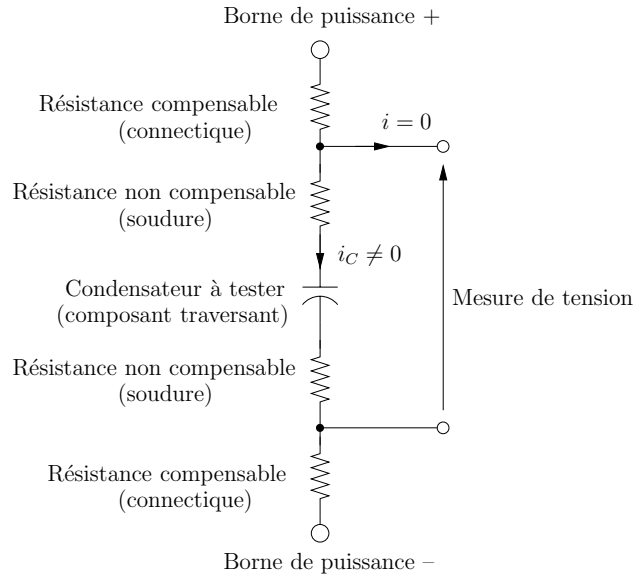


FIGURE 6.2. – Mesure à 4 fils, intérêt et limites

de connecteurs dédiés à une mesure « à quatre fils ». Il convient néanmoins de noter que si cela résout une partie des problèmes, les sollicitations thermiques peuvent aussi impacter les soudures du condensateur et ainsi perturber la mesure (cf. figure 6.2).

6.4. Identification hors ligne

L'identification hors ligne se fonde sur les résultats de l'impédancemétrie sous étuve à différentes températures et sur un modèle du condensateur. On cherche à ajuster les paramètres du modèle de manière à minimiser une erreur entre les observations et la valeur de l'impédance du modèle. Il s'agit donc d'une opération d'optimisation et l'outil que Romain Cousseau retenu pour cette tâche est un algorithme génétique. Cette méthode a en effet le mérite d'explorer de manière très complète l'espace des possibilités tout en offrant une bonne fiabilité⁸ des résultats et une certaine simplicité de mise en œuvre moyennant une initialisation correcte des paramètres sur la base de connaissances initiales (résistances des électrodes, capacité initiale, etc.).

Remarque 15. Bien que ce travail ne soit pas le cœur de son travail de thèse, R. Rousseau a dû le mener de manière régulière tout au long de la durée du vieillissement des condensateurs. Cet outil s'est révélé en cela très satisfaisant.

Il convient néanmoins de préciser que le critère à optimiser a une importance cruciale sur les résultats obtenus. Dans le cas d'une simple minimisation de l'erreur de prédiction sur la partie réelle du condensateur (donnée utile pour le calcul de pertes), on peut en effet obtenir une impédance globale (du modèle) radicalement différente de celle mesurée. Or, l'impédance est (malgré les défauts du composant), majoritairement imaginaire et par conséquent, on ne peut pas ignorer cette composante dans notre critère d'optimisation. Ainsi, le critère à minimiser a

8. malgré le caractère stochastique de l'approche.

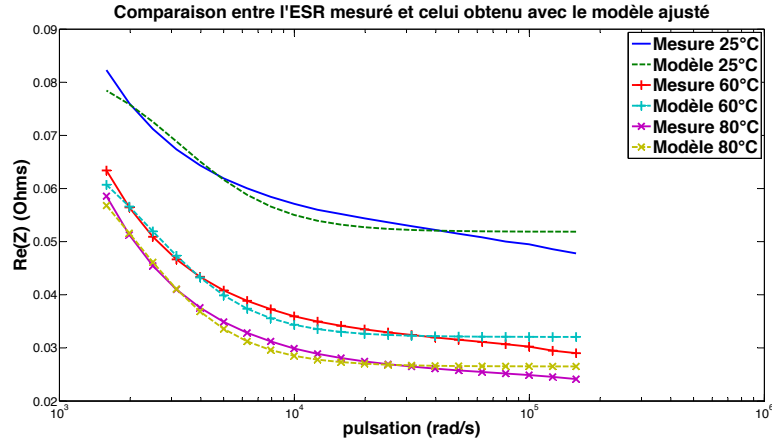


FIGURE 6.3. – Comparaison de l'ESR du modèle classique avec les mesures

été le suivante :

$$\text{Arg min}_{\mathbf{x}} \sqrt{\sum_k (R_{\text{mod}}(\mathbf{x}, \omega_k) - R_{\text{mes}}(\omega_k))^2 + (X_{\text{mod}}(\mathbf{x}, \omega_k) - X_{\text{mes}}(\omega_k))^2} \quad (6.2)$$

où :

- $R_{\text{mod}}(\mathbf{x}, \omega_k)$ et $X_{\text{mod}}(\mathbf{x}, \omega_k)$ sont les parties réelle et imaginaire de l'impédance du modèle ;
- $R_{\text{mes}}(\omega_k)$ et $X_{\text{mes}}(\omega_k)$ sont les parties réelle et imaginaire de l'impédance mesurée ;
- les pulsations ω_k sont les pulsations (discrètes) auxquelles sont faites les mesures ;
- $\mathbf{x}$ est le vecteur des paramètres du modèle (typiquement R_0 , C' , R_1 , C_1 et L pour le modèle de la figure 5.11).

On peut voir à la figure 6.3 le résultat de *fitting* de l'ESR d'un modèle classique (modèle de gauche de la figure 5.11) entre 250Hz et 25kHz. Bien que les tendances soient globalement bonnes, le suivi des mesures par le modèle n'est pas parfait (à aucune des trois températures testées).

On peut voir par contre à la figure 6.4 (avec l'équation (5.19) de l'impédance anormale⁹) que la prise en compte de l'impédance anormale présentée au chapitre 5 se révèle efficace pour rendre compte des fines variations de l'ESR réellement mesuré autour du modèle classique. A toutes les températures, nous obtenons un degré de précision élevé puisque l'erreur relative entre modèle et mesure est au maximum de 1,6%.

Ce modèle restant « en prise avec les éléments physiques » du composant nous permet d'évaluer la part des différents constituants du condensateurs dans les pertes générées. En effet, nous pouvons dresser le bilan suivant (à 80°C) :

- La part des électrodes en aluminium est de 5,5% ;
- La part de l'électrolyte est de 86,3% ;
- La part des interfaces électrolyte/électrodes est de 8,2%.

9. que l'on peut ensuite approximer par une série de circuits RC parallèles, comme dans le schéma équivalent proposé

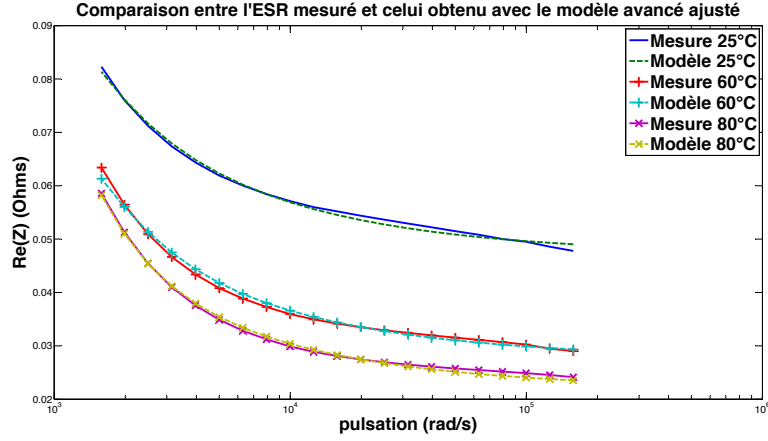


FIGURE 6.4. – Comparaison de l'ESR du modèle proposé avec les mesures

Paramètres	25°C	60°C	80°C	Unité
R_0	2,8	3,2	3,4	mΩ
R_1	43,6	23,9	19,0	mΩ
C_1	492,1	503,0	513,3	μF
R_2	17,5	30,1	49,9	mΩ
C_2	48,5	29,5	19,5	mF
ESL	22,7	4,3	63,8	nH
R_{ano}	1,54	0,89	0,91	mΩ
ω_0	0,58	0,39	0,24	rad/s
γ_0	0,94	0,98	0,88	/

TABLE 6.1. – Valeur des paramètres du modèle au différentes températures

A titre indicatif, on peut voir dans le tableau 6.1 les valeurs des paramètres établis pour le modèle. On peut noter deux éléments importants concernant ce tableau :

- les valeurs prises par R_0 ne sont pas identifiées par l'algorithme mais fixées *a priori* sur la base d'un calcul fondé sur la géométrie des électrodes et sur la dépendance de la résistivité de l'aluminium à la température ;
- les valeurs de l'ESL varient fortement en fonction de la température mais sont peu significatives car sa contribution dans la gamme de fréquence étudiée reste faible et rendant donc son estimation hasardeuse.

On peut voir que la résistance globale (donc l'ESR) du condensateur diminue en fonction de la température du fait de la prépondérance de la résistance de l'électrolyte. En effet, la diminution de cette dernière (augmentation de la mobilité des ions à haute température) contrebalance largement le fait que la résistance des électrodes métalliques augmente car cette dernière ne représente qu'une part minime de la résistance totale.

6.5. Résultats de vieillissement

L'approche de l'analyse présentée précédemment a été appliquée tout au long de la durée de test du vieillissement des condensateurs. Dans la littérature, un résultat d'augmentation de

l'ESR est attendu comme symptôme observable de perte d'électrolyte du fait de l'échauffement du composant et de son étanchéité imparfaite. Or, dans notre cas, nous avons pu observer un comportement « inverse » comme en témoigne le tracé de la figure 6.5.

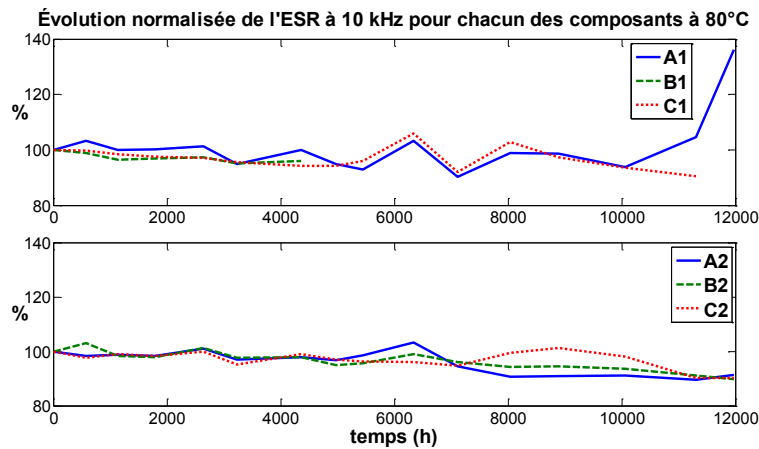


FIGURE 6.5. – Analyse du vieillissement des condensateurs par l'ESR mesuré à 10kHz et à 80°C

Ces courbes nécessitent quelques précisions pour être comprises :

- il s'agit de courbes d'évolution de l'ESR mesurée à 10kHz et 80°C normalisées par rapport à la mesure initiale ;
- Ces tracés sont donnés en fonction de la durée effective de fonctionnement du banc de vieillissement (temps d'arrêt non inclus) ;
- les deux sous-figures permettent de séparer les deux groupes de condensateurs : (A1, B1, C1) correspondant aux condensateurs cyclés thermiquement alors que (A2, B2, C2) correspondent aux condensateurs fonctionnant à température (et stress électrique constant).

Comme indiqué précédemment, on note une légère tendance à la diminution de l'ESR pendant une première phase s'étendant jusqu'à près de 6000h. Un peu après 6000h, l'ESR commence à augmenter (pour les deux groupes de condensateurs) pour finalement rediminuer aux mesures suivantes : ce phénomène est observé après un arrêt prolongé (supérieur à 2 semaines) du banc en période de fermeture de l'établissement.

Ce phénomène, non classique, est corroboré par des résultats présentés dans [ELI 12] dont l'auteur, ingénieur de la société Kemet, a pu nous proposer une justification plausible. La dernière étape dite « de reformation » ou « reformatage » du condensateur consiste à soumettre le composant qui vient d'être assemblé à une tension élevée (égale ou légèrement supérieure à la tension nominale) et à une température égale à la température maximale d'emploi. Dans ces conditions, une réparation des éventuelles imperfections de la surface d'oxyde s'opère au travers de réactions chimiques provoquant un dégagement de gaz qui reste piégé dans le composant. Cela est particulièrement le cas avec ces condensateurs Kemet pour lesquels le joint d'étanchéité semble particulièrement surdimensionné par rapport à d'autres composants. L'explication de la diminution de l'ESR serait alors un dégagement de ce gaz au début de l'utilisation du composant : le composant se contractant améliorerait la conductivité globale.

Mis à part ce phénomène surprenant, on peut dresser une liste d'observations supplémentaires à propos des courbes de la figure 6.5 :

- les mesures concernant le condensateur B1 ont été arrêtées un peu après 4000h de vieillissement ;
- la courbe du condensateur C1 s'arrête quant à elle un peu après 11000 ;
- le condensateur A1 est le seul parmi les condensateurs cyclés à avoir été testé jusqu'au bout de la campagne d'essai et montre une forte augmentation de son ESR ;
- les condensateurs A2, B2 et C2 semblent avoir un vieillissement « monotone » correspondant plutôt à un rajeunissement d'après ce que dit la littérature !

En fait, les essais avortés ou « atypiques » du groupe cyclé témoignent de la sévérité de ce mode de fonctionnement et des précisions s'imposent sur les raisons sous-jacentes :

- les mesures sur B1 ont été arrêtées à cause d'une altération des soudures du composant sur le PCB et la réparation a rendu les mesures (pour la suite de l'essai) difficilement exploitables car, comme cela est précisé à la figure 6.2, on n'analyse pas l'impédance du condensateur seul mais aussi celui de son raccordement au circuit imprimé¹⁰ ;
- les mesures de C1 se sont arrêtées à cause de sa destruction (par court-circuit des deux électrodes) ;
- le condensateur A1 présente une forte augmentation d'ESR qui peut être interprétée soit :
 - par la manifestation du stress induit par le mode fonctionnement cyclé ;
 - par l'impact de la défaillance de C1 qui a également provoqué la destruction de l'inductance de lissage placée en amont (cf. figure 6.1).

A l'inverse, le mode de fonctionnement non cyclé semble être très profitable aux condensateurs du groupe (A2, B2 et C2) et nous oriente vers des choix de stratégies MLI sensiblement différentes de celles développées au chapitre 4. Néanmoins, nous verrons dans les perspectives à court terme (cf. chapitre 7) que les outils mis en place avec ces modulations peuvent être mis à contribution pour obtenir un stress constant des condensateurs ; ce qui semble, d'après les résultats présentés, être un gage de longévité de ces composants.

6.6. Acquisition *in situ*

6.6.1. Vue d'ensemble

L'impédancemétrie qui vient d'être présentée est l'outil d'analyse du vieillissement des composants par détection d'évolution de leur comportement que l'on peut considérer comme optimal du point de vue de la précision. Toutefois, elle s'avère inadaptée et inapplicable à des composants réellement intégrés dans des convertisseurs électroniques de puissance. L'idéal serait de disposer d'une instrumentation associée au convertisseur (plus précisément au(x) condensateur(s)) et

10. Cela n'est pas aberrant car il s'agit d'une mise en situation réel : les condensateurs doivent être raccordés au circuit à découpler !

d'exploiter les sollicitations produites par l'ensemble « interrupteurs + charge » pour identifier les paramètres de ces composants. Dans un contexte similaire à celui du banc d'essai de vieillissement, notre choix s'est orienté vers une carte électronique disponible au laboratoire d'un hacheur (cette fois avec le transistor en position haute) : la structure et les équipements de mesure de cette maquette de test sont présentés à la figure 6.6.

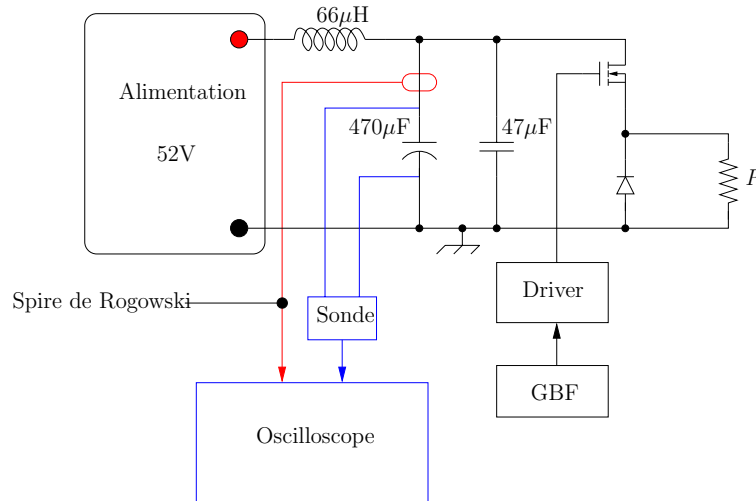


FIGURE 6.6. – Schéma de la maquette de test d'identification *in situ*

L'objectif de ce travail est double :

- Disposer d'un modèle permettant éventuellement d'analyser le vieillissement des condensateurs ;
- Disposer d'un modèle permettant d'évaluer les pertes dans le condensateur.

Au niveau de la température, nous avons ensuite deux options : mesurer la température ambiante et utiliser le modèle thermique du condensateur pour estimer sa température interne ou mesurer directement sa température de surface. Le travail effectué durant la thèse de R. Cousseau s'est focalisé dans ce contexte essentiellement sur l'identification électrique.

Nous avons étudié pour atteindre cet objectif la faisabilité d'un filtre de Kalman étendus au paramètres du modèle du condensateur qui est, en l'occurrence, du type présenté à la figure 5.11 (b) avec toutefois quelques aménagements :

- l'inductance série (ESL) est négligée (justification ci-après) ;
- le nombre de cellules RC représentatives de l'impédance de diffusion anormale est limité à 5.

6.6.2. Justification de la réduction de modèle

La simplification du modèle utilisé se justifie par le fait que l'apport des paramètres retirés est négligeable dans le contexte de notre utilisation du condensateur. En effet, il a été montré au chapitre 4 que nous avons une bonne connaissance du courant efficace qui circule dans les condensateurs de découplage en fonction de la stratégie adoptée (SVPWM, x-DCPWM, etc.) mais aussi que l'on peut (et que l'on doit) caractériser la distribution spectrale de ce courant

comme cela a été fait au chapitre 3 avec la SVPWM (figure 3.8). Avec ces résultats, nous avons pu voir que pour n'importe quel réglage de l'indice de modulation $m < 1$ (donc n'importe amplitude des tensions fournies à la charge), 80% du courant efficace se localise dans la bande de fréquences $[0; 3.F_d]$. Or, si nous considérons une fréquence de découpage de 10kHz (classique actuellement pour des onduleurs de traction de véhicules électriques), nous pouvons considérer que le comportement du condensateur au-delà de 30kHz ne nous intéresse pas et même qu'il serait difficile d'identifier les contributions des paramètres significatifs à ces fréquences-là (en particulier l'inductance) puisqu'elles ne sont pas sollicitées. On peut en effet voir à la figure 6.7 le tracé d'impédance du condensateur (incluant les hautes fréquences) qui confirme que le modèle n'incluant pas l'ESL donnera de bons résultats puisque celle-ci ne commence à produire des effets qu'au voisinage de 50 à 60kHz¹¹.

Sur la base de toutes ces considérations, nous aboutissons donc au schéma simplifié de la figure 6.8 où on peut voir une résistance R_0 en série avec un condensateur C' obtenu par la mise en série de C et de C_0 et pour laquelle on a noté qu'elle était proche de C (C_0 ayant une valeur très élevée) et pour finir une mise en série de 5 cellules RC parallèles pour lesquelles les capacités sont toutes identiques (C_n) tandis que les résistances sont liées les unes aux autres avec comme paramètre unique R_1 .

6.7. Identification par filtrage de Kalman

6.7.1. Modèle d'état

A partir du schéma de la figure 6.8, on peut aisément établir une représentation d'état en notant tout d'abord que :

$$i = C \frac{dv_C}{dt} \quad (6.3)$$

et que pour chaque cellule RC parallèle que nous noterons de manière générique (C_n, R_n) , nous avons :

$$i = C_n \frac{dv_{C_n}}{dt} + \frac{v_{C_n}}{R_n} \quad (6.4)$$

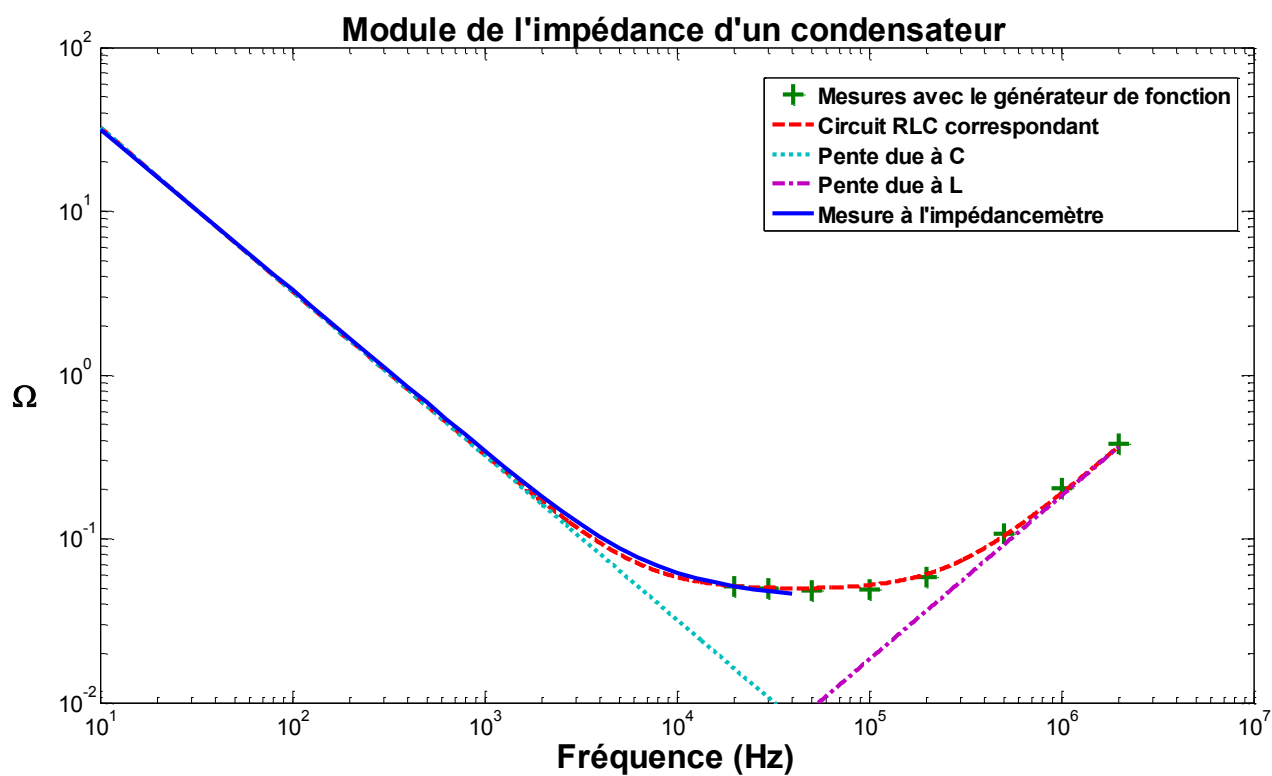
Ensuite, il suffit d'appliquer la loi des mailles pour reconstituer la tension globale aux bornes du composant que nous noterons simplement v :

$$v = R_0.i + v_C + \sum_{q=1}^5 v_{C_q} \quad (6.5)$$

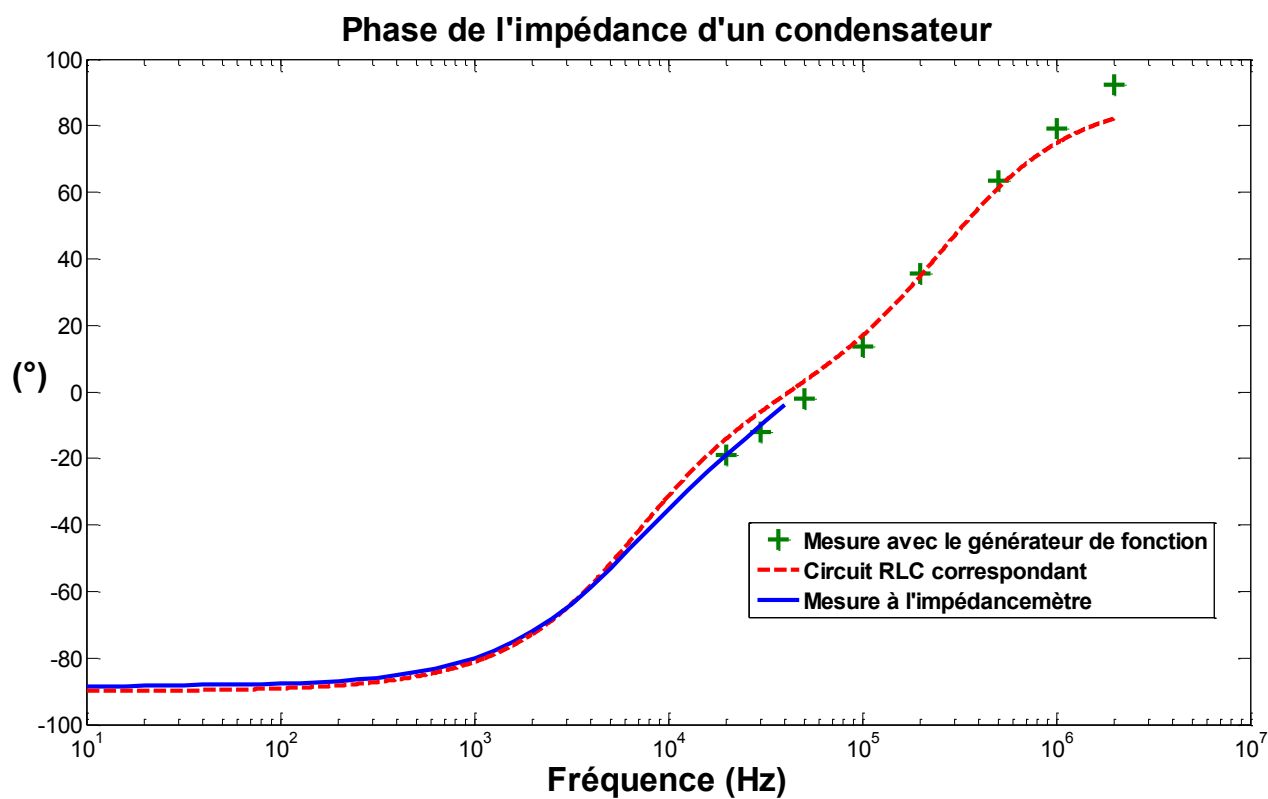
Il convient alors de discrétiser ces équations pour l'implantation et la formulation du filtre de Kalman en introduisant la période d'échantillonnage T_e . Ainsi, on obtient tout d'abord :

$$v_C[k+1] = v_C[k] + \frac{T_e.i[k]}{C} \quad (6.6)$$

11. La marge peut sembler étroite mais en pratique, les condensateurs électrolytiques sont accompagnés de condensateurs à film plastique (polypropylène) dont la contribution commence à devenir significative à ces fréquences et au-delà.



(a) Tracé du module



(b) Tracé de la phase

FIGURE 6.7. – Relevés d'impédance du condensateur sur une bande de fréquence étendue

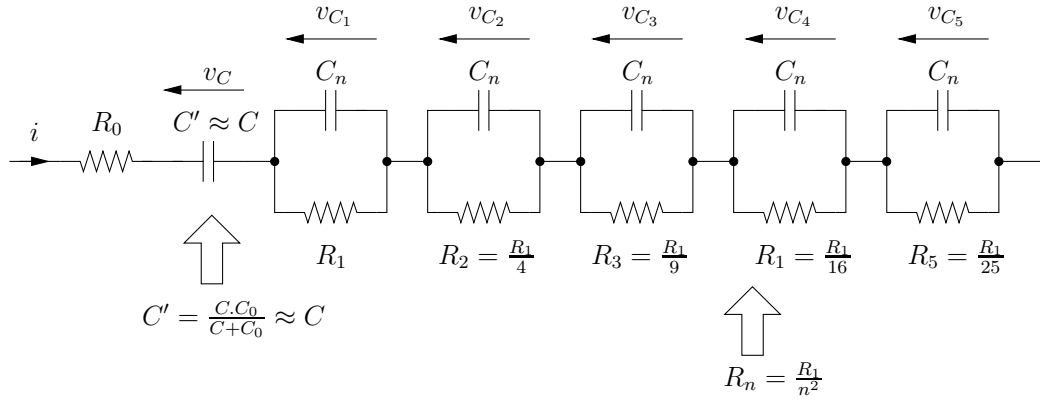


FIGURE 6.8. – Schéma du modèle retenu pour le filtrage de Kalman

Remarque 16. On note de manière générique $x[k]$ l'échantillon à l'instant $k.T_e$ de la grandeur continue $x(t)$.

De la même manière pour l'équation (6.4), nous obtenons (pour $1 \leq n \leq 5$) :

$$v_{C_n}[k+1] = \left(1 - \frac{T_e}{R_n C_n}\right) \cdot v_{C_n}[k] + \frac{T_e \cdot i[k]}{C} \quad (6.7)$$

6.7.2. Filtre global et filtres conjoints

6.7.2.1. Principe du filtrage de Kalman étendu

De manière générale, la problématique du filtrage de Kalman étendu repose sur une représentation d'état d'un système d'état $\mathbf{x}$, d'entrée $\mathbf{u}$ et de sortie $\mathbf{z}$ pour lequel il existe :

- un bruit d'état $\mathbf{w}$ supposé blanc de moyenne nul et caractérisé par une matrice de covariance Q ;
- un bruit de mesure $\mathbf{v}$ (s'appliquant aux sorties – *i.e.* les observations) supposé non corrélé avec le bruit d'état.

Remarque 17. Toutes les grandeurs notées en gras sont de manière générale des vecteurs (comme dans le reste du document).

Dans ces conditions, les équations d'état et d'observation s'écrivent de manière très générale (en l'occurrence non linéaire) comme suit :

$$\begin{cases} \mathbf{x}[k+1] = f(\mathbf{x}[k], \mathbf{u}[k]) + \mathbf{w}[k] \\ \mathbf{z}[k] = h(\mathbf{x}[k]) + \mathbf{v}[k] \end{cases} \quad (6.8)$$

où les fonctions (vectorielles dans le cas général) f et h sont constitutives du modèle du système.

On peut alors calculer les matrices jacobiniennes de ces fonctions qui seront notées respectivement $F[k]$ et $H[k]$ pour poursuivre les calculs du filtre de Kalman. On ajoutera aux données du problème les matrices de covariance des bruits, notées respectivement $Q[k]$ et $R[k]$ (k étant toujours l'indice de l'échantillon courant).

La procédure consiste alors à effectuer les calculs suivants :

1. Estimer l'état prédit : $\hat{\mathbf{x}}[k+1|k] = f(\hat{\mathbf{x}}[k|k], \mathbf{u}[k])$;
2. Déterminer la covariance prédite : $P[k+1|k] = F[k].P[k|k].F[k]^t + Q[k]$;
3. Calculer le résidu de mesure : $\tilde{\mathbf{y}}[k] = \mathbf{z}[k] - h(\hat{\mathbf{x}}[k+1|k])$;
4. Calculer la covariance résiduelle : $S[k] = H[k].P[k+1|k].H[k]^t + R[k]$;
5. Calculer le gain de Kalman pseudo-optimal : $K[k] = P[k+1|k].H[k]^t.S[k]^{-1}$;
6. Mettre à jour (MàJ) l'état estimé : $\hat{\mathbf{x}}[k+1|k+1] = \hat{\mathbf{x}}[k+1|k] + K[k].\tilde{\mathbf{y}}[k]$;
7. MàJ la matrice de covar. de l'err. d'estim. : $P[k+1|k+1] = (I - K[k].H[k]).P[k+1|k]$.

Il s'agit ici de l'algorithme classique du filtre de Kalman étendu¹² et il a été utilisé tel quel pour les essais qui ont été réalisés dans le cadre de la thèse de R. Cousseau.

6.7.2.2. Problématique du filtre étendu global

La mise en œuvre d'un filtre de Kalman étendu (unique) à l'ensemble des paramètres du modèle s'est révélée impossible à régler pour obtenir une convergence des paramètres estimés. Cette difficulté provient de la taille de l'état augmenté (ordre 10) et du faible nombre de mesures (courant i et tension v aux bornes du condensateur). La solution alors mise en œuvre a alors consisté à utiliser plusieurs filtres de Kalman étendus chacun à un seul paramètre et couplés les uns aux autres pour fournir les valeurs « courantes » des paramètres estimés par chacun. Cette structure a été qualifiée de « filtres de Kalman conjoints » et s'avère différente de la notion de *Dual Kalman* qui, dans la littérature, correspond à une séparation en deux filtres de Kalman des états du système d'une part et des paramètres à identifier d'autre part.

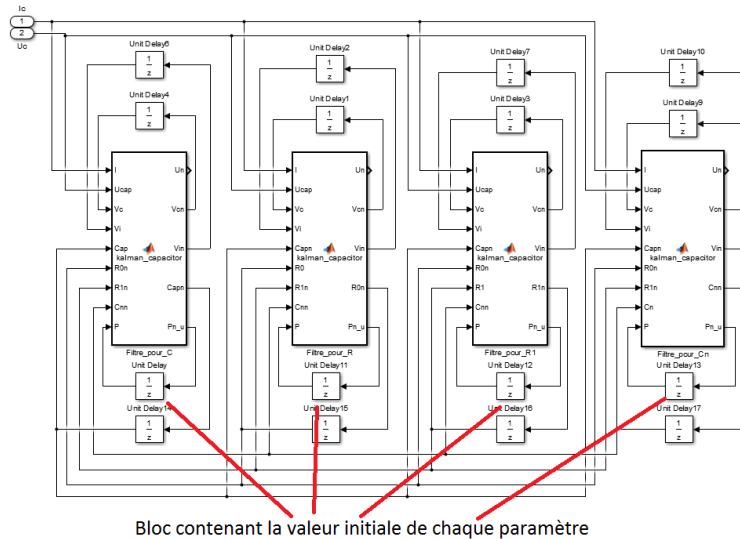


FIGURE 6.9. – Schéma Simulink des filtres de Kalman conjoints

La structure proposée a été testée sous Matlab/Simulink comme le montre la figure 6.9 avec quatre blocs dédiés chacun à un paramètre différent :

- la résistance R_0 ;

12. Des variantes existent pour s'adapter à différents cas de figure afin d'améliorer les performances.

- la capacité $C' \approx C$;
- la capacité C_n ;
- la résistance R_1 .

Pour chacun de ces paramètres, on peut présenter les vecteurs d'état correspondants (avec dans notre $n + 2 = 7$ composantes) :

$$\mathbf{x}_{R_0}[k] = \begin{bmatrix} v_C[k] \\ v_{C_1}[k] \\ \vdots \\ v_{C_n}[k] \\ R_0 \end{bmatrix}, \mathbf{x}_C[k] = \begin{bmatrix} v_C[k] \\ v_{C_1}[k] \\ \vdots \\ v_{C_n}[k] \\ C \end{bmatrix}, \mathbf{x}_{C_n}[k] = \begin{bmatrix} v_C[k] \\ v_{C_1}[k] \\ \vdots \\ v_{C_n}[k] \\ C_n \end{bmatrix}, \mathbf{x}_{R_1}[k] = \begin{bmatrix} v_C[k] \\ v_{C_1}[k] \\ \vdots \\ v_{C_n}[k] \\ R_1 \end{bmatrix} \quad (6.9)$$

Remarque 18. Ensuite, on peut exprimer les matrices jacobiennes associées à chacun d'eux (F_{R_0} , F_C , F_{C_n} , F_{R_1} pour R_0 , C , C_n et R_1 respectivement)¹³ :

$$F_{R_0}[k] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & 1 - \frac{T_e}{R_1 C_n} & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 - \frac{T_e}{R_2 C_n} & \ddots & 0 & 0 \\ 0 & \vdots & \ddots & \ddots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 - \frac{T_e}{R_n C_n} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (6.10)$$

$$F_C[k] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & \cdots & 0 & -\frac{T_e \cdot i[k]}{C^2} \\ 0 & 1 - \frac{T_e}{R_1 C_n} & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 - \frac{T_e}{R_2 C_n} & \ddots & 0 & 0 \\ 0 & \vdots & \ddots & \ddots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 - \frac{T_e}{R_n C_n} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (6.11)$$

$$F_{C_n}[k] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & 1 - \frac{T_e}{R_1 C_n} & 0 & \cdots & 0 & \frac{v_{C_1}[k] \cdot T_e}{R_1 C_n^2} - \frac{i[k] \cdot T_e^2}{C_n} \\ 0 & 0 & 1 - \frac{T_e}{R_2 C_n} & \ddots & 0 & \frac{2^2 \cdot v_{C_2}[k] \cdot T_e}{R_1 C_n^2} - \frac{i[k] \cdot T_e^2}{C_n} \\ 0 & \vdots & \ddots & \ddots & 0 & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 - \frac{T_e}{R_n C_n} & \frac{n^2 \cdot v_{C_n}[k] \cdot T_e}{R_n C_n^2} - \frac{i[k] \cdot T_e^2}{C_n} \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (6.12)$$

13. Il s'agit de matrices de taille $(n + 2) \times (n + 2)$ soit dans notre cas 7×7 .

$$F_{R_1}[k] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & 1 - \frac{T_e}{R_1 C_n} & 0 & \cdots & 0 & \frac{v_{C_1}[k].T_e}{R_1^2 C_n} \\ 0 & 0 & 1 - \frac{T_e}{R_2 C_n} & \ddots & 0 & \frac{2^2.v_{C_2}[k].T_e}{R_1^2 C_n} \\ 0 & \vdots & \ddots & \ddots & 0 & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 - \frac{T_e}{R_n C_n} & \frac{n^2.v_{C_n}[k].T_e}{R_1^2 C_n} \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (6.13)$$

Remarque 19. Dans les quatre matrices précédentes, seuls les tensions et courants sont exprimés comme étant variables en fonction du temps (ou plutôt du numéro k de l'échantillon). En fait, tous les paramètres sont eux-mêmes dépendants du temps dans la mesure où chaque bloc « Kalman » de la structure de la figure 6.9 renseigne les autres des mises à jour de l'estimation de son paramètre assigné.

On peut ensuite dresser la liste des matrices jacobienues relatives aux équations d'observation (notées H_{R_0} , H_C , H_{C_n} , H_{R_1} respectivement pour R_0 , C , C_n et R_1)¹⁴ :

$$\begin{aligned} H_{R_0} &= \begin{bmatrix} 1 & 1 & \cdots & 1 & i[k] \end{bmatrix} \\ H_C &= \begin{bmatrix} 1 & 1 & \cdots & 1 & 0 \end{bmatrix} \\ H_{R_1} &= \begin{bmatrix} 1 & 1 & \cdots & 1 & 0 \end{bmatrix} \\ H_{C_n} &= \begin{bmatrix} 1 & 1 & \cdots & 1 & 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (6.14)$$

En ce qui concerne l'initialisation des paramètres, le choix raisonnable effectué ici a consisté à utiliser les résultats obtenus par fitting du modèle sur les relevés d'impédancemétrie. Quant à la covariance prédite (P), elle a été initialisée à une valeur nulle.

La démarche rigoureuse de modélisation et de mise en forme des équations pour pouvoir mettre en œuvre le filtrage de Kalman se confronte finalement au difficile réglage des bruits d'état et de mesure. Si ce dernier peut être quantifié à partir des incertitudes de mesure provenant de l'instrumentation, le bruit d'état est quant à lui, difficilement réglable sans un processus d'essais/erreurs car il n'y a pas de démarche réellement systématique pour le régler.

6.7.3. Analyse de sensibilité et *stimuli*

La mise en place du filtre de Kalman ne résout pas totalement notre problème d'identification : pour qu'il puisse fonctionner de manière efficace, il faut arriver à solliciter le système analysé (en l'occurrence le condensateur) de manière pouvoir extraire suffisamment d'informations sur lui. Pour cela, il convient d'analyser la sensibilité de l'impédance totale vis-à-vis des différents paramètres afin de déterminer les pulsations/ fréquences auxquelles doit être sollicité le condensateur dans notre processus d'identification.

On rappelle tout d'abord l'expression de l'impédance $\underline{Z}_{\text{cap}}$ du condensateur (conformément au

14. qui sont de taille $1 \times (n + 2)$ soit ici 1×7 .

modèle de la figure 6.8) :

$$\underline{Z}_{\text{cap}} = \left(R_0 + \sum_{k=1}^5 \frac{\frac{R_1}{k^2}}{1 + \frac{R_1^2 C_n^2 \omega^2}{k^4}} \right) - j \left(\frac{1}{C\omega} + \sum_{k=1}^5 \frac{\frac{R_1^2 C_n \omega}{k^4}}{1 + \frac{R_1^2 C_n^2 \omega^2}{k^4}} \right) \quad (6.15)$$

et le calcul de sensibilité $S(\theta)$ de $\underline{Z}_{\text{cap}}$ vis-à-vis d'une variable θ (pouvant être R_0 , C , C_n ou R_1) s'écrit :

$$S(\theta) = \left| \frac{\partial \underline{Z}_{\text{cap}}}{\partial \theta} \cdot \frac{\theta}{\underline{Z}_{\text{cap}}} \right| \quad (6.16)$$

On peut alors appliquer cette formule pour chaque paramètre et il vient alors :

$$S(R_0) = \frac{R_0}{|\underline{Z}_{\text{cap}}|} \quad (6.17)$$

$$S(C) = \frac{1}{C\omega \cdot |\underline{Z}_{\text{cap}}|} \quad (6.18)$$

$$S(R_1) = \left| \sum_{k=1}^5 \left(\frac{\frac{1-R_1^2 C_n^2 \omega^2}{k^6} - 2j \frac{R_1 C_n \omega}{k^4}}{\left(1 + \frac{R_1^2 C_n^2 \omega^2}{k^4} \right)^2} \right) \right| \cdot \frac{R_0}{|\underline{Z}_{\text{cap}}|} \quad (6.19)$$

$$S(C_n) = \left| \sum_{k=1}^5 \left(\frac{-\frac{2R_1^3 C_n \omega^2}{k^6} - j \left(\frac{R_1^2 \omega}{k^4} - \frac{R_1^4 C_n^2 \omega}{k^8} \right)}{\left(1 + \frac{R_1^2 C_n^2 \omega^2}{k^4} \right)^2} \right) \right| \cdot \frac{C_n}{|\underline{Z}_{\text{cap}}|} \quad (6.20)$$

où :

$$|\underline{Z}_{\text{cap}}| = \sqrt{\left(R_0 + \sum_{k=1}^5 \frac{\frac{R_1}{k^2}}{1 + \frac{R_1^2 C_n^2 \omega^2}{k^4}} \right)^2 + \left(\frac{1}{C\omega} + \sum_{k=1}^5 \frac{\frac{R_1^2 C_n \omega}{k^4}}{1 + \frac{R_1^2 C_n^2 \omega^2}{k^4}} \right)^2} \quad (6.21)$$

Le tracé de ces fonctions de sensibilité en fonction de la fréquence (cf. figure 6.10) est alors un outil pour déterminer quels types de *stimuli* seront nécessaires pour correctement identifier le système (c.-à-d. en extraire toutes les informations et donc les valeurs des paramètres R_0 , C , R_1 et C_n).

De manière quantitative, on peut retrouver pour C et R_0 des résultats qui pouvaient être établis de manière intuitive :

- le terme capacitif série $\frac{1}{jC\omega}$ est prédominant à basses fréquences ;
- le terme R_0 est le seul qui subsiste en hautes fréquences (lorsque toutes les capacités se comportent comme des courts-circuits).

Par contre, on peut établir que les sensibilités relatives à R_1 et C_n présentent des maxima à quelques kiloHertz et que leurs sensibilités (qui sont normalisées) sont nettement plus faibles que celles des deux autres paramètres. Cela nous indique que ces paramètres seront difficiles à extraire en pratique, ce qui sera confirmé au paragraphe 6.7.4.

Sur la base de ces résultats, nous pouvons proposer des stimuli qui seront à même d'exciter les fréquences auxquelles nous pouvons espérer récupérer les informations recherchées. Néanmoins,

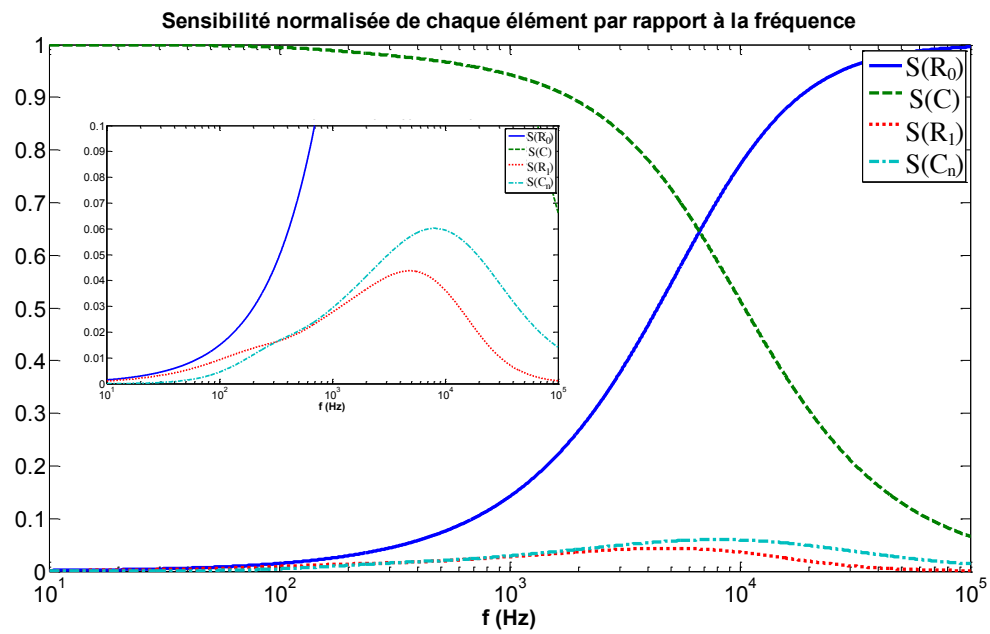


FIGURE 6.10. – Fonctions de sensibilité des différents paramètres du modèle du condensateur

une contrainte limite notre moyen d'action : nous ne souhaitons pas utiliser d'équipements supplémentaires dans notre dispositif :

- nous avons les capteurs requis (tension, courant et température) ;
- et nous disposons d'un convertisseur électronique de puissance¹⁵ dont on peut agir sur la commande.

C'est donc sur cette commande que nous allons nous appuyer pour procéder à la stimulation du condensateur. D'après les informations déduites de la figure 6.10, la fréquence de découpage ne devrait pas être contraignante du point de vue des pertes par commutations car même avec une fréquence de découpage maximale de 20kHz, nous devrions pouvoir exciter les fréquences d'intérêt.

De manière assez classique, nous avons retenu une solution de pilotage par séquence binaire pseudo-aléatoire (SBPA). Ce type de signal est en effet à même de produire un spectre analogue à celui d'un bruit blanc¹⁶. Bien évidemment, il s'agit d'une approximation valide dans une gamme spectrale limitée et celle-ci impose une longueur de séquence et une durée élémentaire. Dans notre cas, un registre de 15 bits s'est avéré nécessaire pour synthétiser notre générateur. En effet, le principe de la réalisation d'une SBPA se fonde sur l'utilisation d'un registre à décalage rebouclé avec une fonction logique combinatoire variant en fonction de la taille du registre. La structure requise dans notre cas est celle présentée à la figure 6.11, à savoir un rebouclage de l'entrée du registre à décalage (de 15 bits) avec la sortie d'un ou exclusif (XOR) dont les entrées sont les bits D_{13} et D_{14} (le premier bit étant noté, de manière très classique, D_0).

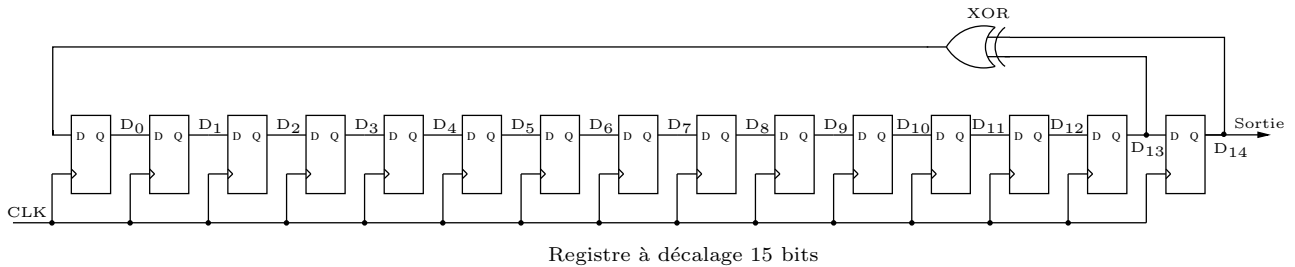


FIGURE 6.11. – Structure du générateur à 15 bits de la séquence binaire pseudo-aléatoire

Cette séquence est ensuite directement utilisée pour la commande (via un driver) du transistor dans le hacheur de test avec un cadencement du registre à une fréquence de 20kHz (période de $50\mu s$). On peut constater à la figure 6.12 que son spectre est alors parfaitement adapté à l'identification des paramètres recherchés.

6.7.4. Résultats de simulations et expérimentaux

Les résultats de simulation se sont révélés concluants dès lors que l'on utilise un modèle de condensateur identique à celui de la figure 6.8 et que l'on simule un hacheur tel que celui de la figure 6.6 avec une commande de transistor utilisant la SBPA présenté au paragraphe précédent.

15. dans notre cas, un hacheur simple.

16. bien connu pour la caractérisation de systèmes en automatique.

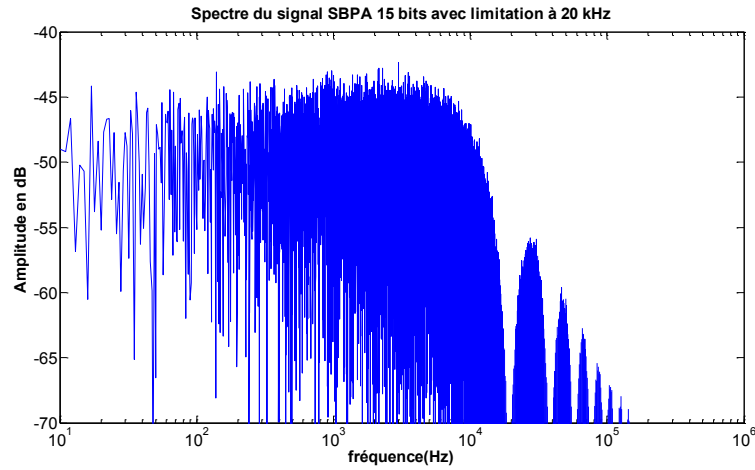


FIGURE 6.12. – Spectre obtenu avec la SBPA générée par la structure de la figure 6.11

En effet, dans ces conditions, on obtient une convergence rapide des quatre paramètres du modèle (moins d'un dixième de seconde) comme le montre la figure 6.13.

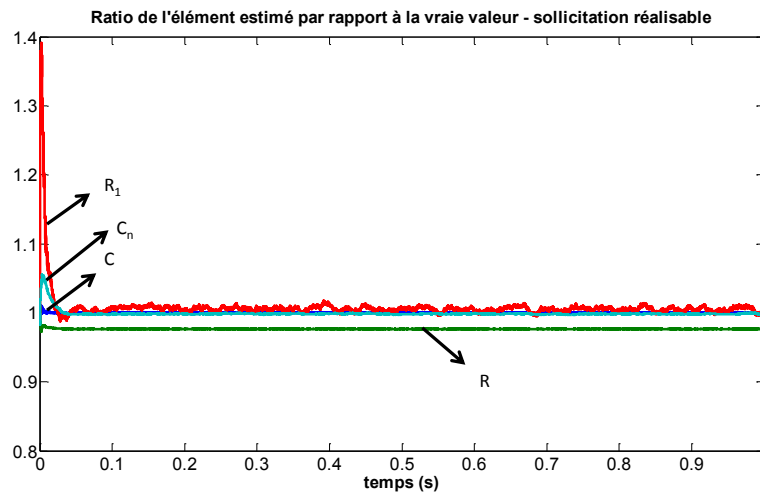


FIGURE 6.13. – Simulation du filtrage de Kalman sur un condensateur sollicité par le hacheur contrôlé par SBPA

Par contre, l'identification est très sensible à la nature des stimuli car si ceux-ci n'étaient pas adaptés, les paramètres les moins sensibles divergent (cf. figure 6.14).

Après une première mise au point par simulation, nous avons voulu validé le filtre de Kalman dans le contexte expérimental avec un véritable hacheur dont le pilotage par SBPA a été rendu possible grâce à un générateur de signaux arbitraires reproduisant la SBPA utilisée en simulation. En l'occurrence, nous avons utilisé un générateur Tektronix AFG 3021 pour lequel nous avons configuré un signal au moyen du logiciel ArbExpress. Au niveau de l'instrumentation, nous avons utilisé une spire de Rogowski PEM CWT 015B Ultramini pour la mesure du courant dans le condensateur alors que nous avons utilisé directement un câble coaxial pour la récupération de la tension aux bornes du condensateur.

Le filtrage de Kalman a ensuite été testé hors ligne sous Matlab/Simulink dans la mesure où la notion de temps réelle existe bien dans notre application, les constantes de temps du système

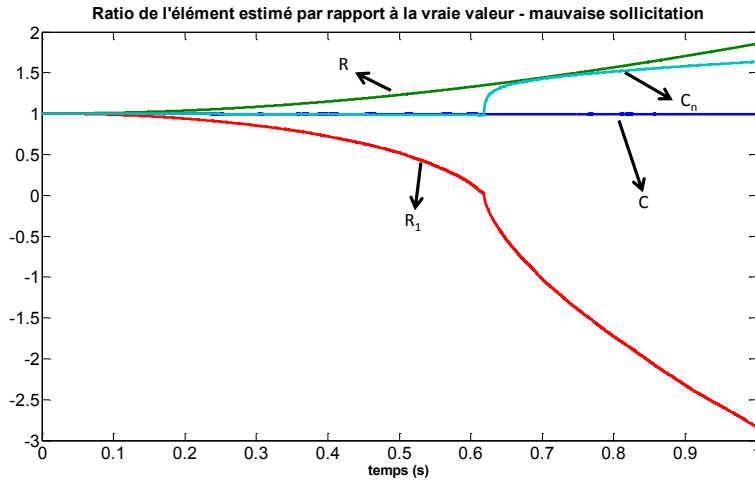


FIGURE 6.14. – Simulation du filtrage de Kalman sur un condensateur « mal sollicité »

étudié ne nécessite un rafraîchissement des valeurs des paramètres qu'à pas très lent (une période de 30 s serait par exemple largement suffisante). Malheureusement, les résultats de l'expérience ne se sont pas avérés concluants comme le montrent les courbes de la figure 6.15.

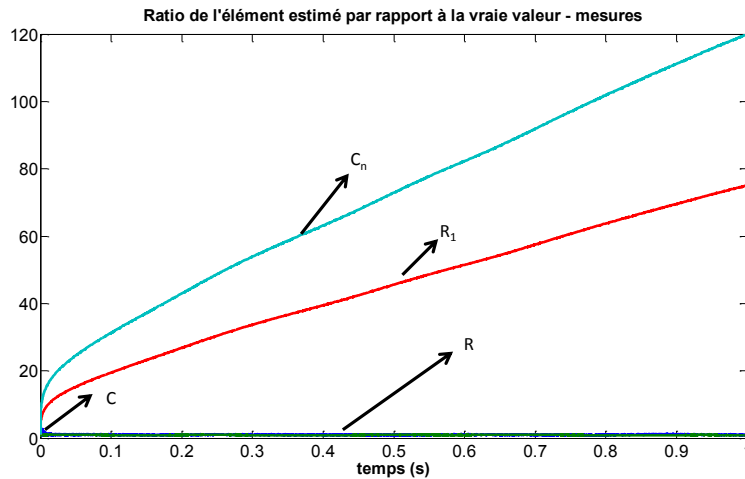


FIGURE 6.15. – Résultats expérimentaux du filtrage de Kalman

A priori, la fréquence d'échantillonnage n'est pas en cause car nous avons pu, avec l'oscilloscope, utiliser une fréquence de 1 MHz comme en simulation ¹⁷.

On peut noter toutefois quelques limitations pouvant jouer un rôle dans l'échec expérimental :

- une précision de mesure limitée (2% pour la sonde de Rogowski, 2% au maximum suivant le calibre pour les entrées d'oscilloscope – Tektronix MSO3014) ;
- la très faible sensibilité des paramètres R_1 et C_n pouvant rendre cette imprécision des mesures rédhibitoire ;
- l'impossibilité d'utiliser le mode « haute résolution » de l'oscilloscope car le test s'effectue en régime aperiodique ;

¹⁷. Cette fréquence s'était révélée nécessaire en simulation et il s'agissant de la raison principale pour laquelle nous ne pouvons pas effectuer de test en temps réel sur carte dSpace à cause des limitations des entrées CAN.

- le rôle de l'inductance série qui est négligé en simulation (puisqu'on utilise le modèle de la figure 6.8) et qui peut jouer un rôle suffisant pour mettre en échec l'identification.

Ce dernier point, même s'il ne peut pas rendre compte à lui seul de la divergence des estimations de R_1 et C_n , a pu être confirmé dans une simulation pour laquelle le filtre de Kalman a été appliqué à un modèle de condensateur incluant une inductance de 20nH. On peut voir à la figure 6.16 le résultat alors obtenu qui confirme de l'effet néfaste de cette composante sur le filtre de Kalman (sans toutefois provoquer la divergence de C_n).

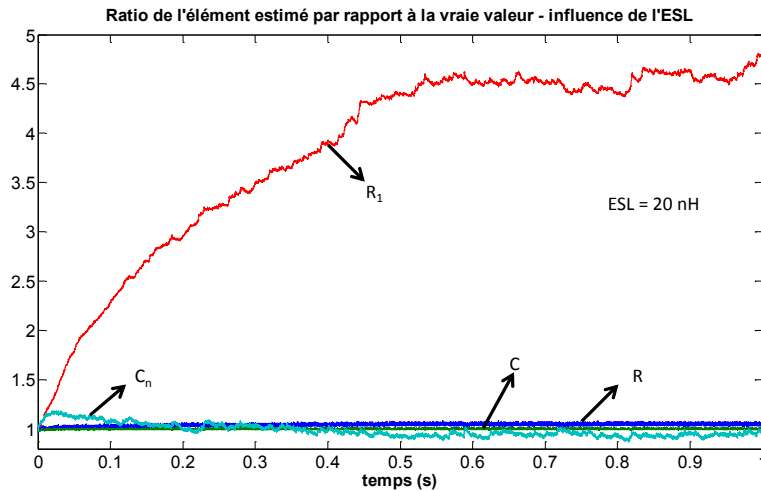


FIGURE 6.16. – Effet de l'inductance sur le fonctionnement du filtre de Kalman en simulation

6.8. Bilan

On peut dresser un bilan suivant deux axes :

- celui de la validation du modèle et de l'analyse de vieillissement par impédancemétrie ;
- celui de l'identification en temps réel.

Pour le premier axe, les résultats obtenus dans la thèse de R. Cousseau conduisent à une conclusion assez nette quant à la validité du modèle proposé d'une part¹⁸ et au fait que le cyclage thermique s'avère plus stressant pour les composants (soudure sur circuit imprimé y compris) qu'un fonctionnement à courant efficace (et donc échauffement constant). Ainsi, les perspectives de développement de nouvelles lois de contrôle du convertisseur électronique de puissance conduisent dans une direction clairement identifiée qui sera développée dans les perspectives de recherche au chapitre suivant.

Quant à l'identification en temps réel des paramètres de ce modèle, nous sommes confrontés à une difficulté de mise en pratique du filtrage de Kalman étendu. Bien que cette technique ait pu être testée avec succès en simulation, elle échoue en pratique en ce qui concerne l'identification des paramètres les moins sensibles (R_1 et C_n). Elle bute, en dehors de l'inductance dont l'effet devra être intégré, très probablement sur la double difficulté :

¹⁸. et ceci tout au long de la vie des composants.

- de la faible sensibilité du module de l'impédance à ces paramètres (même aux fréquences les plus favorables),
- des difficultés métrologiques liées au banc d'essai qui ont été soulevées au paragraphe 6.7.4.

Une alternative, probablement plus robuste, consiste à exploiter des FFT des acquisitions de tension et de courant aux bornes du condensateur. Il s'agit en effet de noter que :

$$\underline{Z}_{\text{cap}}(\omega) = \frac{\underline{\mathcal{V}}(\omega)}{\underline{\mathcal{I}}(\omega)} \quad (6.22)$$

où $\underline{\mathcal{V}}(\omega)$ et $\underline{\mathcal{I}}(\omega)$ sont les transformées de Fourier des signaux $v(t)$ et $i(t)$ au niveau du condensateur que l'on peut obtenir par transformée de Fourier rapide.

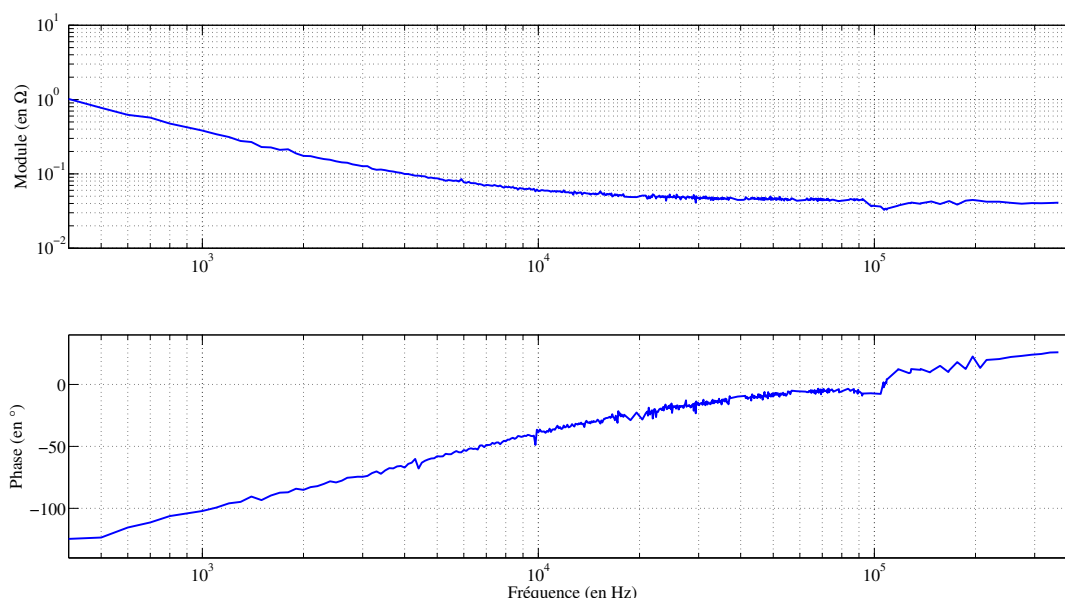


FIGURE 6.17. – Impédancemétrie *in situ* du condensateur (intégré à un hacheur)

Pour cela, un traitement en temps réel est envisageable (éventuellement par un FPGA) afin de disposer d'un nuage de points, exploitables comme avec l'impédancemétrie présentée à la section 6.4. Il s'agirait alors d'utiliser un algorithme de fitting vis-à-vis du modèle plus adapté à une exploitation en temps réel qu'un algorithme génétique. Le tracé d'impédance, obtenu avec cette méthode (acquisition sur le hacheur de la figure 6.6), présenté à la figure 6.17 montre clairement que cela est possible au vu de la qualité des résultats obtenus dès lors qu'un post-traitement est effectué sur les données brutes. Le post-traitement en question consiste juste à éliminer de l'analyse les fréquences pour lesquelles toute information est absente (ou trop faible au regard du bruit). Dans le cas du tracé proposé, nous avons écarté toutes les fréquences pour lesquelles le niveau de courant était inférieur à 10mA.

Le tracé n'est certes pas parfait :

- on peut voir un petit accident observable sur le module de l'impédance aux alentours de 10kHz ;

- la phase devient inférieure à -90° en dessous de 2kHz (ce qui n'est ni conforme au modèle ni à l'impédancemétrie) ;
- la phase devient supérieure à 0° au-delà de 100kHz (un peu plus bas en fréquence qu'à l'impédancemétrie).

Les résultats obtenus semblent néanmoins relativement conformes au comportement réel dans une gamme de fréquences comprises entre 2 et 100kHz. Par contre, pour l'analyse fine de l'impédance, il apparaît clairement qu'un gain qualitatif est nécessaire car, si un déphasage positif en HF est bien synonyme d'inductance, celle-ci présente ici un poids trop grand dans cette mesure. En basses fréquences, le résultat est plus gênant encore car un déphasage inférieur -90° se traduit par une résistance négative et n'est pas conséquent pas physiquement réaliste. La réalisation d'un circuit d'acquisition plus précis s'avère donc, pour toutes les approches d'identification, indispensable.

Chapitre 7.

Conclusion et perspectives

7.1. Conclusion

Les travaux présentés dans ce mémoire sont initialement partis d'une recherche de la miniaturisation maximale des condensateurs de découplage utilisés pour des onduleurs à basse tension et forts courants tels qu'on peut en rencontrer dans les véhicules micro-hybrides ou pour les petits véhicules électriques (*e.g.* Renault Twizy). Ce premier objectif a été atteint par une action limitée aux seuls stratégies MLI employées pour la commandes des transistors. En outre, les techniques mises en œuvre ne requièrent qu'une adaptation minime du matériel (voire pas d'adaptation du tout) pour pouvoir basculer ces commandes d'un groupe de signaux PWM à leurs complémentaires¹ (MLI à doubles porteuses – x-DCPWM).

Toutefois, si l'objectif ne se résume pas la miniaturisation et que la problématique du vieillissement des condensateurs se pose dans les applications visées, l'analyse de ce phénomène sur cyclage thermique était une question incontournable. En effet, dans le contexte des applications automobiles, la traction électrique (même dans le cas hybride) ne se justifie qu'en régime urbain avec des arrêts fréquents : les déplacements du point de fonctionnement dans le plan (Ω, C_m) pour la machine et par voie de conséquence, dans le plan (φ, m) en entrée d'onduleur est inévitable. Or, il a été montré dans notre analyse de vieillissement au chapitre 6 que ce mode de fonctionnement était visiblement le plus stressant et conduisait à une usure prématurée des composants et vraisemblablement de leurs soudures sur un circuit imprimé.

Malheureusement, les stratégies MLI présentées au chapitre 4 présentent une cartographie du courant efficace dans les condensateurs de découplage « non plate » dans ce plan. Elles ne peuvent donc pas constituer une solution garantissant une durée de vie optimale des condensateurs. Une adaptation s'avère nécessaire et une piste prometteuse sera proposée dans le paragraphe 7.2.1. Pour pleinement maîtriser le stress des composants, la stratégie de contrôle adoptée devra disposer d'informations sur leur état (en particulier thermique) et pour cela, devra mettre en œuvre un module ou une fonction d'identification des paramètres de leur modèle. Une telle structure globale de contrôle/monitoring pourrait se traduire par le synoptique présenté à la figure 7.1. Pour cela, nous disposons doré et déjà d'un modèle très fidèle au comportement réel du condensateur aluminium électrolytique mais nous avons quelques difficultés d'implantation du filtrage de Kalman. Deux solutions sont alors possibles :

1. En effet, le basculement individuel d'une porteuse à son opposé à chaque période de découpage n'est pas, à notre connaissance, une fonctionnalité répandue dans les microcontrôleurs ou DSP dédiés à la commande d'axe.

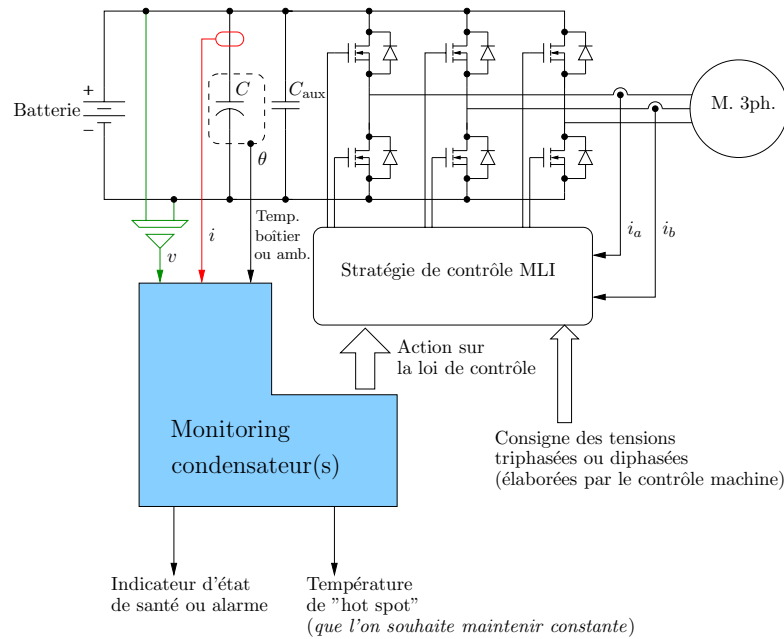


FIGURE 7.1. – Synoptique de la structure globale de contrôle/monitoring de l'ensemble « onduleur + condensateurs de découplage »

- tenter d'améliorer les performances du filtrage de Kalman, notamment en améliorant autant que possible l'aspect métrologique (mesures de tension et courant, ADC à plus haute résolution) ;
- utiliser une approche fréquentielle (analogue à l'impédancemétrie) mais exploitant, comme pour le filtrage de Kalman, des signaux de type « SBPA » pour la commande de l'onduleur, puis utilisant un algorithme de fitting de modèle.

Cette solution est en effet rendue possible par les faibles contraintes temporelles de notre application. Ainsi, cette solution, habituellement inadaptée, devient utilisable dans un contexte « temps réel », dès lors que le taux de rafraîchissement requis des paramètres se compte en dizaines de secondes².

7.2. Perspectives

7.2.1. Métamodulations

Une des perspectives directes du travail de R. Cousseau porte sur l'adaptation des stratégies MLI existantes pour tenter de maintenir un stress thermique constant des condensateurs. Pour cela, une approche très simple peut être mise en œuvre : elle consiste à utiliser deux (voire plus) stratégies MLI stressant différemment les condensateurs et de basculer régulièrement de l'une à l'autre. On peut parler dans ce cas de métamodulations puisque à l'échelle de la période de découpage, on conserve une MLI classique tandis qu'à une échelle de temps plus grande (mais

2. Comme cela a déjà été indiqué précédemment, une trentaine de seconde (ou au mieux une vingtaine) devrait largement suffire au vu des constantes de temps thermiques des composants.

plus petite que la ou les constante(s) de temps thermique(s) des composants), on module le « dosage » entre plusieurs MLI.

Dans le cas simple à deux stratégies, on peut définir un méta-rapport cyclique β et une méta-période de découpage U_d tels que, de manière U_d -périodique :

- une stratégie n°1 est appliquée pendant un intervalle de temps $[0; \beta.U_d]$;
- une stratégie n°2 est appliquée pendant un intervalle de temps $[\beta.U_d; T_d]$.

Ce principe de ce « dosage » est illustré à l'aide des cartographies 3D présentées à la figure 7.2. En l'occurrence, les nappes présentes sur cette figure correspondent aux résultats obtenus pour la SVPWM et la Uni-DCPWM ($\tilde{i}_{dc(SVPWM)}^{RMS}/I_{max}$ et $\tilde{i}_{dc(Uni-DCPWM)}^{RMS}/I_{max}$). Le carré du courant efficace étant lié au pertes (et donc à la température), on peut noter que le déplacement du point de fonctionnement de l'onduleur conduira, pour une stratégie donnée, à des températures différentes au cours du temps si on reste sur une nappe particulière.

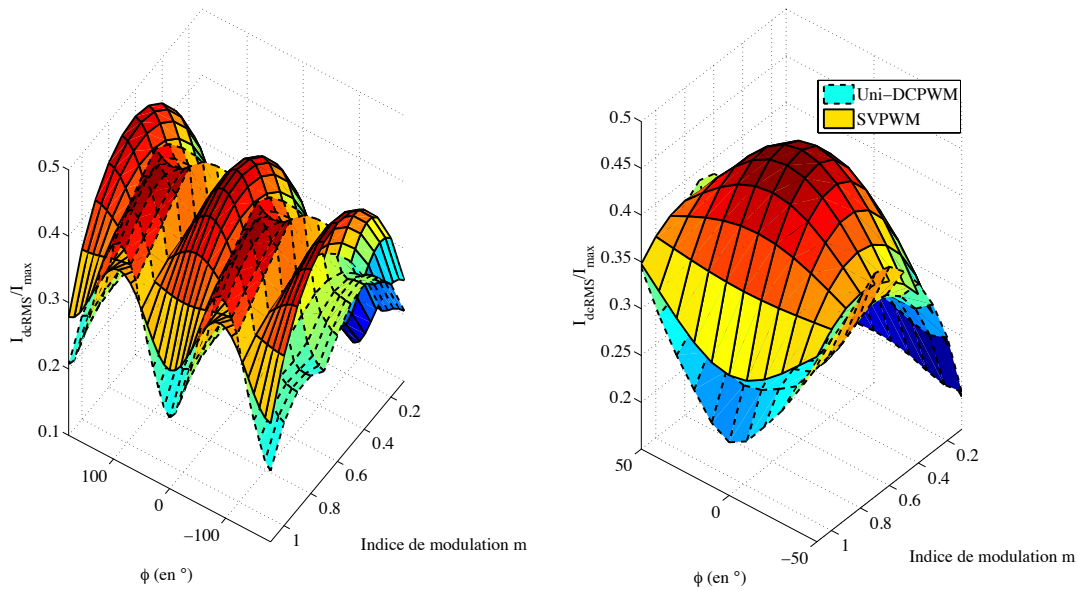


FIGURE 7.2. – Cartographies des stratégies SVPWM et Uni-DCPWM

En considérant une période de découpage T_d est de $100\mu s$ ($F_d = 10kHz$), si on choisit une période U_d de 1s pour la métamodulation, on dispose de 10000 périodes de découpage pour lesquels on peut effectuer une répartition entre deux stratégies avec une finesse élevée ($1/10000$ soit 0,01% de résolution pour le méta-rapport cyclique β). L'objectif est d'obtenir à l'échelle de cette période U_d un point moyen qui se trouve dans l'espace séparant les deux nappes de la figure 7.2. On notera que si dans l'ensemble de l'espace de fonctionnement, les deux nappes se croisent, elles sont bien disjointes dans la zone de fonctionnement utile présentée à droite (en mode moteur) :

- la stratégie SVPWM conduit à un échauffement élevé des condensateurs (puisque la valeur efficace du courant les traversant est grande) ;
- la stratégie Uni-DCPWM conduit à un échauffement réduit des condensateurs³.

3. En effet, à fort courant, même si l'ESR diminue (du fait de l'augmentation de température), la logique

Le dosage entre les deux permettra de maintenir un échauffement constant, gage de réduction du stress et d'augmentation de la durée de vie.

Remarque 20. On notera qu'une période U_d de 1s conduira à une ondulation extrêmement réduite de la température car on sait que la constante de temps thermique du condensateur est (globalement) de l'ordre de 200 à 300s⁴. On peut, en outre, espérer que l'inertie thermique du sous-ensemble le plus petit soumis au stress restera suffisamment grande par rapport à cette échelle de temps.

7.2.2. Thèse en cours et ouverture du sujet

J'encadre actuellement la thèse de Najib Rouhana (contrat CIFRE Renault) et les travaux de cette thèse portent sur la même thématique que celle de T. D. Nguyen. Toutefois, Elle s'inscrit dans le contexte d'un onduleur utilisant une technologie de condensateurs à film plastique pour le découplage du bus DC. Nous avons déjà pu voir que, dans ce cas, le problème ne peut plus se ramener à un simple indicateur de performance scalaire (la valeur RMS du courant dans le condensateur) : il faut aborder la question de la distribution spectrale des composantes de ce courant. En effet, nous avons relevé dans [CI25] que la maîtrise de l'ondulation de tension du bus DC est moins bien assurée par une stratégie Uni-DCPWM dans ce nouveau cas de figure que par une SVPWM. L'analyse spectrale peut alors être effectuée à l'aide de simulations suivies par une FFT en post-traitement mais cette méthode conduit à une explosion des temps de calculs si on traite de régimes permanents sinusoïdaux de manière exhaustive :

- variation de l'indice de modulation m ;
- variation du déphasage φ entre courant et tension dans la charge ;
- variation éventuelle du ratio F_d/F_m .

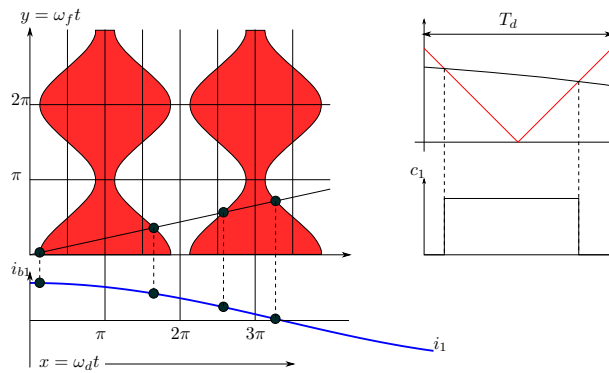


FIGURE 7.3. – Application du « Wall model » à la MLI sinusoïdale (source : [NGU 11])

Une approche ancienne [BLA 53] connue sous le nom de « *Wall model* », déjà évoquée dans la thèse de T. D. Nguyen (cf. figure 7.3) permet de contourner cette difficulté au prix d'une mise en œuvre ardue de l'outil mathématique. En effet, il s'agit de traiter le problème dans un espace

« plus de courant $\Rightarrow$ température plus élevée » reste de mise et à l'inverse, un courant plus faible conduit à une température plus faible.

4. Il s'agit du principe de base permettant l'utilisation de structures à découpage.

à deux dimensions (un axe x correspondant au signal modulant, un autre – y – représentatif du découpage avec une répétition du motif de modulation :

- la notion de murs évoque alors le découpage de ce plan pour définir une fonction $f(x, y)$ valant alternativement 0 ou 1 dans les différences zones ainsi définies ;
- la fonction ainsi définie étant périodique (en 2D) est décomposable en une double série de Fourier dont les coefficients sont calculables à l'aide de la formule suivante :

$$C_{mn} = A_{mn} + j.B_{mn} = \frac{1}{2\pi^2} \iint_{[-\pi;+\pi]^2} f(x, y) . e^{j(mx+ny)} . dx dy \quad (7.1)$$

On obtient alors une écriture en x et y de la fonction sous la forme de sommes de fonctions trigonométriques (ou exponentielles complexes). Bien évidemment, cela ne présente d'intérêt que si on est capable de revenir dans le domaine temporel (unidimensionnel) usuel : Ce retour peut alors s'effectuer simplement en établissant le lien entre les axes x et y qui s'avère être la caractéristique liant les périodes F_d et F_m (autrement dit la porteuse). Ce calcul s'avère déjà difficile à effectuer dans le cas de MLI simples (*e.g.* MLI sinusoïdale) mais reste faisable de manière purement analytique (au prix de l'introduction de fonctions de Bessel – **[O2]**). Par contre, lorsque l'on s'attaque à des stratégies non classiques telles que la Uni-DCPWM, la tâche implique inévitablement des étapes de calcul numérique, notamment parce que les commandes utilisées sont corrélées au point de fonctionnement (indice de modulation, facteur de puissance de la charge). Néanmoins, cette approche permet d'obtenir des analyses précises permettant de se focaliser sur les harmoniques que l'on sait présents dans le spectre étudié à l'inverse d'une FFT pour laquelle on effectue une analyse globale dans une gamme de fréquences donnée (entre 0 et $F_{ech}/2$) et pour laquelle on doit judicieusement la fenêtre temporelle d'analyse avant de lancer des simulations souvent assez lourdes.

Dans le cadre de cette étude, il nous a été demandé de nous intéresser à l'effet des temps morts qui sont particulièrement gênants sur les prototypes d'onduleurs testés : non seulement la charge est impactée par de fortes distorsions à basses fréquences⁵, tout particulièrement lorsque l'amplitude de la consigne est faible, mais le bus continu est lui-aussi traversé par des courants à basse fréquence pour lesquels les condensateurs ne sont pas du tout dimensionnés. Ces courants doivent alors se refermer par un circuit de plus faible impédance :

- au mieux la batterie, induisant des pertes supplémentaires dans celle-ci⁶ et d'éventuelles perturbations électromagnétiques liées à la longueur des câbles ;
- dans le pire des cas, dans les condensateurs de découplage d'un autre « abonné » au bus DC pouvant conduire à sa destruction si ce courant imprévu conduit à une sur-sollicitation du (des) condensateur(s).

Ce travail a dores et déjà donné lieu à la mise en œuvre d'une solution innovante pour laquelle une demande de brevet est en cours.

5. les temps morts introduisant des tensions parasites contenant une composante à la fréquence fondamentale en phase avec les courants.,

6. Il n'y aura pas de décharge puisqu'il s'agit d'un courant alternatif.

Une autre ouverture apportée par cette thèse porte à l'heure actuelle sur l'analyse de l'impact d'une association d'onduleurs partageant un condensateur (ou un groupe de condensateurs) commun(s). Même si cette association demeure simple, on s'oriente ici vers un système ou une topologie différente de la structure initiale, constituée :

- d'une source (batterie) ;
- d'un onduleur triphasé ;
- d'une charge (machine synchrone ou asynchrone) ;

pour laquelle on s'interrogeait sur le dimensionnement ou les bonnes sollicitations d'un condensateur de découplage (de type aluminium électrolytique).

Ces travaux en cours illustrent parfaitement les trois axes de recherche complémentaires sur lesquels il m'apparaît pertinent de produire un effort. Il me semble néanmoins souhaitable de conserver une cohérence au niveau du champ applicatif, à savoir les passifs placés sur le bus continu d'un onduleur (ou d'un groupe d'onduleurs) utilisé(s) dans une application de traction de véhicule ou tout du moins d'un dispositif sollicitant en régime variable la source d'énergie électrique. Ce sont précisément ces axes qui sont développés dans le dernier paragraphe de ce mémoire.

7.2.3. Axes de recherche

La thèse en cours de Najib Rouhana me semble parfaitement dans le cadre des problématiques actuelles relatives à l'utilisation de condensateurs de découplage (et plus généralement de composants passifs) en entrée de convertisseurs électroniques de puissance susceptibles de les cycler thermiquement. On peut en effet y mettre en évidence trois axes de recherche complémentaires :

- tout d'abord la *problématique des outils d'action et de caractérisation* au niveau du système étudié (« bibliothèque » de stratégies MLI, méthodes de mise en œuvre, critères d'évaluation de performances, etc.) ;
- ensuite l'*aspect technologique des composants passifs* (condensateurs électrolytiques, à films plastiques, céramiques) *et de leur environnement* (semi-conducteurs au silicium, SiC ou GaN) ;
- et pour finir l'*aspect « système »* ou plutôt « *topologique* » des convertisseurs associés (association d'onduleurs, utilisation de convertisseurs modifiés, etc.).

7.2.3.1. Outils d'action et de caractérisation

Dans la catégorie des outils d'action est classé tout ce qui concerne les lois de commande de l'onduleur. En l'occurrence, nous nous sommes déjà dotés d'une bibliothèque de stratégies MLI possédant toutes des propriétés plus ou moins intéressantes vis-à-vis des trois points mis en avant au chapitre 3 : la source, le convertisseur et la charge. Une perspective déjà indiquée précédemment s'inscrivant dans ce cadre est la mise en œuvre de « métamodulations ». Il ne s'agit pas réellement de concevoir d'autres techniques MLI ici (bien que cela ait été envisagé et peut-être à l'avenir nécessaire – notamment avec des techniques prédictives [MOR 09]). Il s'agit

donc d'outils conceptuels mais cela peut aussi avoir un impact sur les outils matériels mis en œuvre et tout particulièrement la nature des circuits de commande (DSP dans la thèse T. D. Nguyen, FPGA envisagé dans le cadre du projet COPTON bien que des DSP soient finalement utilisables, FPGA dans la thèse de N. Rouhana). De manière générale, l'implantabilité des lois de commande a toujours été un critère d'évaluation (pas toujours explicité) dans notre démarche et ce point restera bien évidemment une contrainte forte dans les études à venir.

En ce qui concerne les critères de caractérisation, ceux utilisés actuellement ont tous été présentés au chapitre 3 mais il apparaît dans nos travaux récents [CI24–25] que, par exemple, la valeur efficace du courant dans les condensateurs ne suffit plus dans le cas où on utilise une autre technologie pour le découplage que les condensateurs aluminium électrolytiques (en l'occurrence des condensateurs à film plastique). De nouveaux critères de caractérisation des stratégies devront donc être développés, tant pour la source (dans ce cas précis) mais éventuellement aussi si l'on souhaite traiter des problèmes de CEM du côté de la charge (tension de mode commun par exemple).

7.2.3.2. Technologie des composants

Comme on vient de l'évoquer, la technologie des composants est un aspect du problème à ne pas négliger : de plus en plus, les condensateurs aluminium électrolytiques sont remplacés par des condensateurs à film plastique. Si ces derniers résolvent certains problèmes (réduction des pertes, fiabilité accrue⁷), ils posent toutefois quelques problèmes :

- la réduction des pertes correspond à une diminution de la résistance et donc une diminution du coefficient d'amortissement ;
- ce premier point est aggravé par une diminution de la capacité volumique (dans l'état actuel de la technologie).

Ce problème est clairement corrélé avec les stratégies MLI employées car la localisation des raies dans le spectre du courant joue alors un grand rôle dans l'ondulation de tension qui devient alors un critère de dimensionnement du découplage, contrairement au cas des condensateurs électrolytiques (cf. [CN6]).

Le choix de la technologie/taille des condensateurs est en outre fortement couplée à la fréquence de découpage [XAP 05] et donc à la technologie des semi-conducteurs utilisés. Or, les technologies SiC et GaN, de plus en plus diffusées, autorisent des fonctionnements à des fréquences nettement plus élevées que celles rencontrées dans les convertisseurs utilisant du silicium. Si la technologie SiC est encore coûteuse, la technologie GaN semble à l'heure actuelle déjà compétitive bien que réservées à des tensions réduites. Néanmoins, l'utilisation de convertisseurs de calibre 100V serait parfaitement envisageables pour des petits véhicules tels que le Renault Twizy (puisqu'utilisant une batterie de 52V). Dans ces conditions, on pourrait parfaitement envisager des onduleurs utilisant à 100% des interrupteurs GaN et utiliser des condensateurs de type « céramique » tels qu'on en rencontre sur des kits d'évaluation comme le EP9040 de la société EPC (cf. figure 7.4).

Or, comme cela a été noté au chapitre 5, les condensateurs en céramique présentent un comportement nettement différent des condensateurs électrolytiques ou à films plastiques. Pour les

7. Pas de risque (*a priori*) de défaillance en court-circuit pour cette technologie.

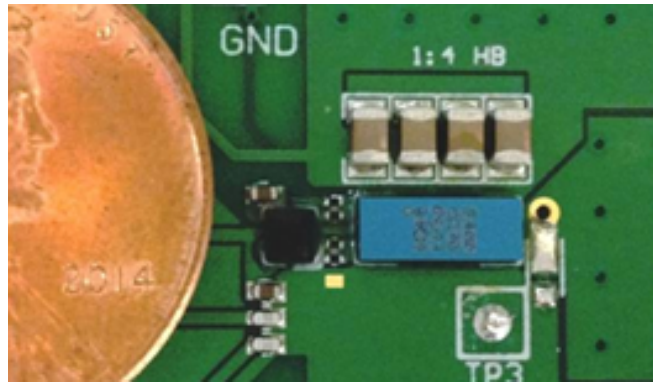


FIGURE 7.4. – Kit « Bras de pont GaN » EP9040 – 100V/23A (source : <http://epc-co.com>)

variantes à forte capacité volumique (ceux qui sont précisément utilisés pour le découplage des alimentations), la capacité varie fortement en fonction de la température et de la tension [PAN 13].

7.2.3.3. Topologie et association des convertisseurs

Pour finir, la topologie du convertisseur ou l'association de plusieurs convertisseurs mutualisant des condensateurs de découplage peut (et doit) jouer un rôle dans la manière d'appréhender le problème. En effet, cela conduit à reconsidérer (indépendamment de la technologie des condensateurs) le critère du courant efficace dans le condensateur car la composition des courants générés par plusieurs convertisseur ne saurait se limiter à une simple somme. La dimension « vectorielle » du problème requière une autre approche et la tâche peut s'avérer d'autant plus compliquée que, dans les applications visées, les convertisseurs ne sont généralement pas équilibrés (puissances nominales différentes et points de fonction tant en moteur qu'en générateur différents). Cette problématique fait clairement partie des perspectives à court terme dans la mesure où il s'agit d'un des objectifs fixés pour la thèse de Najib Rouhana.

De manière (partiellement) décorrélée de cette thèse, je souhaite également étudier la faisabilité d'un filtrage actif utilisant un quatrième bras de pont piloté à très haute fréquence (plusieurs centaines de kHz – typiquement en technologie GaN) connecté au point neutre de la charge (câblée en étoile) comme indiqué à la figure 7.5 qui permettrait d'injecter un (faible) courant homopolaire dans la machine dont le but serait de contrer partiellement ou en totalité les harmoniques circulant dans le condensateur de découplage. Bien évidemment, le prix à payer pour cette solution est :

- une complexité accrue du convertisseur ;
- une augmentation des pertes dans la machine.

Toutefois, la complexité de la topologie du convertisseur reste modérée et l'augmentation des pertes dans la machine peut s'avérer également modeste. Par contre, les bénéfices de cette solution peuvent être multiples :

- diminution du volume des condensateur indépendamment de leur technologie (sans augmentation de leur stress) ;
- stabilisation (active) de la tension du bus continu ;

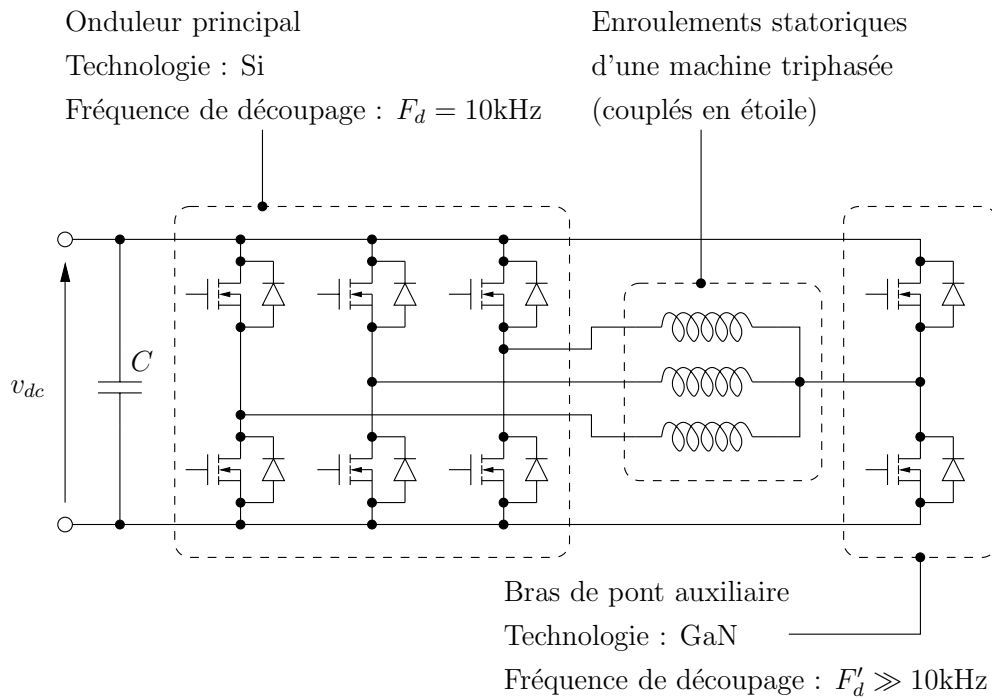


FIGURE 7.5. – Structure à quatre bras de pont

— éventuelles retombées sur le courant de mode commun dans la machine.

Ce dernier point devra également être investigué car, intuitivement, on peut considérer que la connexion d'un circuit de basse impédance entre le point neutre de la machine et le circuit d'alimentation conduira à faire circuler les courants de mode commun (qui existeront toujours dans ce type d'association convertisseur/machine) ailleurs que dans des couplages capacitifs et par voie de conséquence dans les roulements de la machine alimentée. On peut donc espérer des gains plus substantiels qu'une simple amélioration des performances au niveau du bus DC comme c'est le cas avec un simple changement logiciel par les stratégies de commande d'un onduleur classique.

Bibliographie

- [ALB 11] Reliability of Electrolytic Capacitors, A. Albertsen, Bodo's Power Systems, Feb. 2011.
- [BLA 53] *Modulation theories*, H.S. Black, Van Nostrand, New York, 1953.
- [COR 13] *Aluminum Electrolytic Capacitor Application Guide*, Cornell Dubilier, 2013, <http://www.cde.com/fliptest/alum/alum.html>.
- [COU 15] *Contribution à la modélisation et à l'étude vieillissement des condensateurs électrolytiques aluminium dédiés à des applications à hautes températures*, R. Cousseau, Université de Technologie de Compiègne, Thèse de doctorat, 2011.
- [DAH 96] *Analysis and minimization of ripple components of input current and voltage of pwm inverters*, Dahono P. A., Sato Y., Kataoka T., IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 32, no. 4, pp. 945-950, 1996.
- [DIA 96] *Cinétique électrochimique*, J. Diard, B. Le Gorrec, C. Montella, Hermann, 1996.
- [DO 10] *Diagnostic de batteries Lithium ion dans des applications embarquées*, D. V. Do, Thèse de doctorat, Université de Technologie de Compiègne, 2010.
- [DUP 06] *Contribution à l'étude de la durée de vie des assemblages de puissance dans des environnements haute température et avec des cycles thermiques de grande amplitude*, L. Dupont, Thèse de doctorat, ENS Cachan, 2006.
- [ELI 12] *Aluminum Electrolytic Capacitors Designed for Long Operational Life*, L. Eliasson, CARTS International 2012 Proceedings, March 2012, pp.125-132
- [GAG 14a] *Apport des techniques d'observation temps réel dans le cas d'un système de "Battery Management System (BMS)" . Application industrielle à un véhicule électrique*, L. Gagneur, Thèse de doctorat, Université de Technologie de Compiègne, 2014.
- [GAG 14b] *Structure for modulating the voltage of a battery and the active equilibration thereof*, L. Gagneur, P. Kvieska, L. Merienne, A.-L. Driemeyer-Franco, Patent WO 2014057192 A2, Renault SAS.
- [GAS 96] *Life prediction model for aluminum electrolytic capacitors*, M. Gasperi, Thirty-First IAS Annual Meeting, IAS'96 Conference Record of the 1996 IEEE Industry Applications Conference, Vol. 3, pp. 1347 - 1351, 1996.
- [GAS 05] *Life prediction modeling of bus capacitors in AC variable-frequency drives*, M. Gasperi, IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 41, No. 6, pp. 1430 - 1435, Nov./Dec. 2005.

- [HAR 15] *Analysis of the dc-link stability for the stacked polyphase bridges converter*, M. N. Harnefors, L. Jin, L. Harnefors, O. Wallmark, M. Leksell, S. Norrga, EPE'2015 Conference, Genève, Suisse, Sept. 2015.
- [HAV 98a] *Carrier-based PWM-VSI drives in the overmodulation region*, A. M. Hava, PhD Thesis, University of Wisconsin, Madison.
- [HAV 98b] *A high performance generalized discontinuous PWM algorithm*, A. M. Hava, R. Kerkman, and T. Lipo, IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. 34, No. 5, pp. 1059–1071, Sep./Oct. 1998.
- [HAV 09] *Performance Analysis of Reduced Common-Mode Voltage PWM Methods and Comparison With Standard PWM Methods for Three-Phase Voltage-Source Inverters*, A.M. Hava, E. Un, IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 24, No. 1, pp. 241 - 252, Jan. 2009.
- [HAV 11] *A Generalized Scalar PWM Approach With Easy Implementation Features for Three-Phase, Three-Wire Voltage-Source Inverters*, A.M. Hava, N.O. Çetin, IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 26, No. 5, pp. 1385-1395, May 2011.
- [HOB 05] *Comparaison de stratégies de modulation à largeur d'impulsion triphasées - Application à l'Altern-Démarreur*, J. Hobraiche, Thèse de doctorat, Université de Technologie de Compiègne, 2005.
- [INF 14] *Hybrid Kit for HybridPACK™2*, Infineon Technologies AG, AN2010-10, 2014.
- [KUH 04a] *Contribution à la conception optimale d'une motorisation hybride parallèle : Choix d'un modèle d'accumulateur*, E. Kuhn, Thèse de doctorat, Université de Technologie de Compiègne, 2004.
- [KUH 04b] *Modeling diffusive phenomena using non integer derivatives - Application NiMH batteries*. The European Physical Journal Applied Physics, Vol. 25, No. 3, pp. 183-190, March 2004.
- [LAC 13] *Modélisation et commande d'une chaîne de conversion pour véhicule électrique intégrant la fonction de charge des batteries*, Samantha Lacroix, Thèse de doctorat, Université Paris-Sud, 2013.
- [LAH 98a] *Surveillance et diagnostic d'état des condensateurs électrolytiques dans les convertisseurs statiques*, A. Lahyani, Thèse doctorat, Université Claude Bernard, Lyon, 1998.
- [LAH 98b] *Failure prediction of electrolytic capacitors during operation of a switchmode power supply*, A. Lahyani, P. Venet, G. Grellet, P.-J. Viverge, IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 13, No. 6, pp 1199-1207, Nov. 1998.
- [MOR 09] *A Comparative Study of Predictive Current Control Schemes for a Permanent-Magnet Synchronous Machine Drive*, F. Morel, Lin-Shi Xuefang, J.-M. Retif, B. Allard, C. Buttay, IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 56, No. 7, pp. 2715 - 2728, Jul. 2009.

- [NGU 11] *Etude de stratégies de modulation de convertisseurs statiques dédiés à la réduction des perturbations conduites en environnement embarqué*, T. D. Nguyen, Université de Technologie de Compiègne, Thèse de doctorat, 2011.
- [PAN 13] *Understanding Polymer and Hybrid Capacitors*, Panasonic, White paper, 2013.
- [PER 03] *Etude et analyse des modes de défaillances des condensateurs électrolytiques à aluminium et des thyristors, appliquées au système de protection du LHC (Large Hadron Collider)*, F. Perisse, Thèse de doctorat, Université Claude Bernard, Lyon, 2003.
- [PIE 07] *Synthèse des études menées sur les systèmes inter-connectés*, S. Pierfederici, Mémoire d'habilitation à diriger des recherches, Université de Lorraine, INPL, 2007.
- [RAD 04] *Conductivity Theory and Practice*, Radiometer Analytical, Documentation technique, 2004.
- [VEN 07] *Amélioration de la sûreté de fonctionnement des dispositifs de stockage d'énergie*, P. Venet, Mémoire d'habilitation à diriger des recherches, Université Claude Bernard, Lyon, 2007.
- [VOG 11] *Life-Cycle Monitoring and Voltage-Managing Unit for DC-Link Electrolytic Capacitors in PWM Converters*, M. A. Vogelsberger, T. Wiesinger, H. Ertl, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 26, No. 2, pp. 493-503, Feb. 2011.
- [XAP 05] *Power Distribution System (PDS) Design : Using Bypass/Decoupling Capacitors*, Alexander M., Application Note, XAPP623, www.xilinx.com, février 2005.