

THÈSE

En vue de l'obtention du

DOCTORAT DE L'UNIVERSITÉ DE TOULOUSE

Délivré par :

Institut National Polytechnique de Toulouse (Toulouse INP)

Discipline ou spécialité :

Génie Electrique

Présentée et soutenue par :

M. CLEMENT GARREAU

le vendredi 1 juin 2018

Titre :

Etude et modélisation de stratégies de régulation linéaires découplantes appliquées à un convertisseur multicellulaire parallèle

---

Ecole doctorale :

Génie Electrique, Electronique, Télécommunications (GEET)

Unité de recherche :

Laboratoire Plasma et Conversion d'Energie (LAPLACE)

Directeur(s) de Thèse :

M. GUILLAUME GATEAU

Rapporteurs :

M. ERIC LABOURE, UNIVERSITE PARIS 11

M. YVES LEMBEYE, UNIVERSITE GRENOBLE 1

Membre(s) du jury :

Mme XUEFANG LIN-SHI, INSA LYON, Président

M. FREDERIC RICHARDEAU, CNRS TOULOUSE, Membre

M. GUILLAUME GATEAU, INP TOULOUSE, Membre

Résumé

Les structures de conversion multiniveaux parallèles permettent de faire transiter de forts courants tout en gardant une bonne puissance massique ; celles-ci sont réalisées en parallélisant des cellules de commutation. Cette parallélisation permet de réduire le courant dans chaque cellule et ainsi de revenir dans des gammes plus standard de composants de puissance. La parallélisation, en utilisant une commande adaptée, améliore les formes d'onde en sortie du convertisseur. Ce manuscrit se focalisera sur une structure de conversion multicellulaire parallèle spécifique constituée de bras de hacheur dévolteur en parallèle et couplés magnétiquement. En effet du fait de la commande entrelacée mise en place, l'ondulation du courant de sortie se voit réduite mais en contrepartie l'utilisation d'inductances séparées sur chaque bras entraine une augmentation de l'ondulation des courants de bras, directement liée au nombre de cellules de commutation, en fonction de l'ondulation du courant de sortie. Afin de palier à ce problème, ces inductances sont remplacées par un (ou plusieurs) coupleur(s) magnétique(s) qui permet(tent) de réduire l'ondulation de courant dans chaque bras. Cependant dans le but de garantir la non saturation ainsi qu'une bonne intégration des coupleurs il est nécessaire de s'assurer de l'équilibrage des courants de chaque bras malgré une différence entre les paramètres.

Ainsi ce manuscrit s'est axé vers la détermination de différentes méthodes de modélisation découplant le système permettant le maintien de l'égale répartition des courants en utilisant des différences de rapports cycliques. Ces méthodes de modélisation ont été généralisées afin de réaliser un algorithme permettant de générer des lois de commande quel que soit le nombre de cellules en parallèle. Dans une dernière partie ces lois de commande ont été testées sur un prototype en les implémentant sur FPGA afin de procéder à une vérification expérimentale.

Mots-Clés

- Convertisseurs Multiniveaux Parallèle
- Transformateur Inter-Cellules
- Commande Linéaire
- Généralisation du Dimensionnement des Régulateurs
- Equilibrage des Courants
- Modulateur Multiniveaux
- Contrôle Numérique par FPGA

Abstract

The parallel multilevel converters allow high current with a high power-weight ratio by associating commutation cells in parallel. This parallelization reduces the current in each cells and so on permits to use standard range of components. With an adapted command the quality of the output waveforms is improved. This report will focus on a specific structure made off Buck converter with magnetic coupling. Indeed thanks to the interleaved command, the output current ripple is reduced but in return using separated inductances on each leg leads an increasing of the leg current ripple, directly linked to the number of leg and the ripple of the output current. In order to avoid this problem those inductances are replaced by one or more intercell transformers (ICT) that reduce the ripple of each leg current. However in a way to ensure unsaturated ICTs and good integration it is necessary to balance the current of each leg despite parameter variation.

Thus this report is focused on modelling uncoupling methods for the system ensuring an equal distribution of the currents with duty cycles differences. Those modelling methods were generalized to achieve to an algorithm which generate control law whatever the number of leg. In the last part those control laws are tested on a test bench by implementing them on a FPGA board to validate experimentally the results.

Keywords

- Parallel Multilevel Converter
- InterCell Transformer (ICT)
- Linear Control
- Controller Sizing Generalization
- Balancing Controller
- Multilevel Modulation
- Digital Implementation

Avant-propos

Ces travaux ont été réalisés au sein du laboratoire LAPLACE (Laboratoire Plasma et Conversion d'Energie) à Toulouse et s'intègrent aux travaux de recherche du groupe CS (Convertisseurs Statiques). En premier lieu je tiens à remercier les personnes suivantes d'avoir accepté de faire partie de mon jury de thèse :

- Mme Xuefang LIN-SHI pour sa participation en tant que présidente du jury ainsi que pour l'intérêt qu'elle a montré pour mon travail.

- MM. Eric LABOURE et Yves LEMBEYE pour avoir rapporté cette thèse ainsi que pour leurs commentaires lors de la soutenance.

- M. Frédéric RICHARDEAU pour ses conseils et son expertise tant dans l'avant thèse que durant la thèse mais aussi pour m'avoir orienté sur cette voie.

Je remercie aussi mon directeur de thèse Guillaume GATEAU, qui m'a permis de réaliser cette expérience, pour son encadrement, pour la confiance qu'il m'a accordé et pour tous nos échanges qui se sont toujours déroulés dans la bonne humeur malgré des moments difficiles. Ainsi que Eduard Hernando SOLANO SAENZ pour son aide et ses explications sur ses travaux.

Ces travaux aboutissants à un prototype expérimental je n'oublie pas non plus tous ceux qui m'ont permis la réalisation de ce banc de test en remerciant particulièrement Jean-Marc BLAQUIERE qui m'a accordé une grande partie de son temps dans cette réalisation ainsi que Sébastien VINNAC, Franck MOSSER et Olivier DURRIEU de MADRON. Je n'oublie pas non plus Eric BRU membre du groupe GENESYS (Groupe Energie Electrique et Systémique) pour tous ses « dépannages » en matériel ainsi que Didier FLUMIAN qui a souffert de toutes mes questions techniques mais qui a toujours su y répondre en toute politesse (plus ou moins).

Je remercie aussi Thierry MEYNARD, Sébastian SANCHEZ, Léon HAVEZ ainsi que Emmanuel SARRAUTE pour le temps qu'ils m'ont accordé dans mes heures sombres de dimensionnement et de caractérisation de coupleurs magnétiques.

Je remercie tous les enseignants avec qui j'ai partagé des heures de BE : Guillaume GATEAU, Jérémi REIGNER, Nicolas ROUX, Henri SCHNEIDER, Philippe LADOUX…

Arrive maintenant le moment de faire le point sur tous les doctorants avec qui j'ai partagé cette expérience au sein du LAPLACE. Je commencerai par les premiers que j'ai rencontré au cours de mon stage de fin d'étude : Adem LALE et Nicolas VIDEAU qui m'ayant fait part de leur ressenti en tant que doctorant m'ont incité à m'orienter vers la thèse. Vient ensuite le tour d'Anne CASTELAN qui a débuté sa thèse en même temps avec qui j'ai partagé de nombreuses conversations exaltantes dans les débuts mais aussi tout au long de ces travaux.
Je tiens aussi à remercier tous mes collègues de bureau qui ont su faire preuve d'une grande maîtrise de soi afin de me supporter toutes ces années, je n'oublie pas nos nombreuses conversations que ce soit autour d'un bureau, d'un café ou à l'heure de l'apéritif (les concernés se reconnaitront).

Je plaisante ! En essayant de n'oublier personne je remercie : Nicolas VIDEAU, Alvaro MORENTIN ETAYO, Olivier GOUALARD, Anne CASTELAN, Alaa HILAL, Bouazza TAGHIA, Victor DOS SANTOS, Bernard MAKHRAZ, Kepa ODRIOZOLA ainsi que la petite dernière Vanessa RUEDA. Mais aussi ceux des autres bureaux qui n'ont pas eu de chance : Mickaël FAUCHER, Mame Andallah DIOP, Léon HAVEZ, Andy VARAIS, Miguel MANNES HILLESHEIM et Najoua EROUI.

En dernier lieu je remercierai ceux avec qui j'ai partagé cette expérience mais aussi mes camarades d'école qui ont permis de faire des pauses parfois nécessaires, parfois peu raisonnables mais dans tous les cas de très bon moment : Gurvan JODIN, Julien FONTAINE, Abdelkader BOUARFA et Jordan STEKKE.

La thèse étant une expérience académique et professionnelle mais aussi humaine je retiens de ces années de bonnes rencontres et je souhaite à toutes ces personnes une bonne continuation et plein de réussite dans leurs projets (là elles se reconnaitront !).

Table des Matières

Introduction Générale……1

Chapitre I : Topologie Multiniveaux, Modélisation Directe du Système et Modulation

I.1 Structure Multiniveaux Parallèle 7

I.1.A Présentation 7

I.1.A.1 Porteuse Unique 8

I.1.A.2 Intérêt de l'Entrelacement des Ordres de Commandes 11

I.1.B Coupleurs Magnétiques 15

I.1.B.1 Cas Général 15

I.1.B.2 Coupleur Monolithique 17

I.1.B.3 Coupleurs Séparés 21

I.1.B.4 Comparaison 28

I.2 Modélisation Directe du Système 29

I.2.A Influence des Déséquilibres 29

I.2.A.1 Différence de Rapports Cycliques (R_1=R_2 dans ce cas) 30

I.2.A.2 Différence de Résistances de Bras (α_1=α_2 dans ce cas) 31

I.2.A.3 Différence des Tensions de Seuil 32

I.2.B Saturation Magnétique du Noyau des Coupleurs 32

I.3 Modulation 35

I.3.A Stratégies de Modulation 35

I.3.A.1 Modulation Phase Shifted 35

I.3.A.2 Modulation Phase Disposition et Phase Opposition Disposition 36

I.3.B Stratégies de Mise à Jour des Rapports Cycliques 39

I.3.B.1 Mise à jour Synchrone 41

I.3.B.2 Mise à Jour Asynchrone 43
I.3.B.3 Mise à Jour par Compensation des Aires 44
I.4 Conclusion 46

Chapitre II : Modélisation en Vue de la Commande en Boucle Ouverte et Découplage

II.1 Stratégie de Modélisation pour le Découplage des Modes 51
II.1.A Présentation 51
II.1.B Méthode de Modélisation 52
II.1.B.1 Diagonalisation 54
II.1.B.2 Egalisation des Courants par Rapport à la Moyenne (ECM) 56
II.1.B.3 Mode Commun et Modes Différentiels (MCMD) 58
II.1.B.4 Moyenne des Courants Adjacents (MCA) 59
II.1.B.5 Mode Commun Esclave (MCE) 61
II.1.C Application des Méthodes et Généralisation 62
II.1.C.1 Evolution des Interactions 63
II.1.C.2 Evolution des Paramètres des Modes Différentiels 70
II.1.D Conclusion 79
II.2 Validation Expérimentale de la Modélisation 79
II.2.A Présentation 80
II.2.B Implémentation et Codage Numérique 81
II.2.C Résultats 86
II.2.C.1 Coupleur Cascade Cyclique 87
II.2.C.2 Coupleur Monolithique 102
II.2.D Comparaison entre les Différents Couplages 108
II.3 Conclusion 108

Chapitre III : Réalisation de la Commande en Boucle Fermée

III.1 Présentation 113
III.2 Problématique de l'Echantillonnage des Courants 113
III.3 Simulation et Pré-dimensionnement des Correcteurs 115
III.3.A Régulateur de Mode Commun 116
III.3.A.1 Synthèse Analogique 116
III.3.A.2 Synthèse Numérique 125
III.3.B Régulateurs de Modes Différentiels 130
III.3.B.1 Coupleurs Monolithique 132
III.3.B.2 Couplage Cascade Cyclique 137
III.3.C Mise à Jour des Rapports Cycliques 140
III.3.D Conclusion 148
III.4 Résultats Expérimentaux et Validation 149
III.4.A Réalisation et Implémentation FPGA 149
III.4.B Coupleur Monolithique 152
III.4.B.1 Système Complet 153
III.4.B.2 Système Réduit 156
III.4.C Couplage Cascade Cyclique 158
III.4.C.1 Système Complet 158
III.4.C.2 Système Réduit 161
III.5 Réalisation PI en VHDL 162
III.5.A Régulateur « Externe » 162
III.5.B Régulateur « Interne » 163
III.5.C Calcul des Rapports Cycliques et Mise à l'Echelle 164
III.5.D Pourcentage d'Utilisation et Résultats 164
III.6 Conclusion 166

Conclusion Générale.....169

Bibliographie……...173

Annexe……179

Liste des Figures

Chapitre I

Figure I. 1 : Schéma de Principe du Convertisseur Multiniveaux 7
Figure I. 2 : Structure de Régulation Mono-bras 8
Figure I. 3 : Modulateur 2-Niveaux 8
Figure I. 4 : Formes d'Ondes de Sortie d'un Convertisseur à 4 Bras Parallèle avec ses Porteuses en Phases pour une Modulante (a) Continue et (b) Alternative 9
Figure I. 5 : Transformée de Fourier du Courant de Sortie lorsque les Porteuses sont en Phase 10
Figure I. 6 : Modèle de Mode Commun pour un Convertisseur à 4 Bras avec des Inductances Séparées 10
Figure I. 7 : Formes d'Ondes de Sortie d'un Convertisseur 5-Niveaux Parallèle avec ses Porteuses Entrelacée pour une Modulante (a) Continue et (b) Alternative 11
Figure I. 8 : Transformée de Fourier du Courant de Sortie lorsque les Porteuses sont Entrelacée ($n = 4, fdec = 20\ kHz$) 12
Figure I. 9 : Evolution de l'Ondulation du Courant de Sortie I_s en Fonction du Nombre de Bras en Parallèle 13
Figure I. 10 : Evolution de la Tension de Sortie Normalisée 13
Figure I. 11 : Ondulation du (a) Courant de Sortie et (b) des Courants de Bras avec des Inductances Séparées 14
Figure I. 12 : Schéma de Principe du Convertisseur Multiniveaux Couplé 15
Figure I. 13 : Topologie de Coupleur Monolithique en (a) Echelle Ouverte et (b) Echelle Ouverte avec une Colonne de Retour de Flux 17
Figure I. 14 : Topologie de Coupleur Monolithique en Echelle Fermée (a) Circulaire et (b) Parallélépipédique 18
Figure I. 15 : Coupleur Monolithique à 4 Bras 18
Figure I. 16 : Réponse Temporelle des Courants de Bras avec un Coupleur Monolithique 19
Figure I. 17 : Modèle de (a) Mode Commun et (b) Mode Différentiel pour un Convertisseur à 4 Bras avec un Coupleur Monolithique 20
Figure I. 18 : Formes d'Ondes du Courant de (a) Mode Commun et (b) Mode Différentiel pour un Coupleur Monolithique 20
Figure I. 19 : Coupleurs Séparées à base de (a) Tore (b) UI et (c) EE 21

Figure I. 20 : Stratégie de Couplage (a) Symétrique et (b) Cyclique 22
Figure I. 21 : Couplage Cascade Symétrique à 4 Bras 23
Figure I. 22 : Couplage Parallèle Symétrique à 4 Bras 24
Figure I. 23 : Couplage Cascade Cyclique à 4 Bras 25
Figure I. 24 : Réponse Temporelle des Courants de Bras avec un Couplage Cascade Cyclique 26
Figure I. 25 : Modèle de (a) Mode Commun et (b) Mode Différentiel pour un Convertisseur à 4 Bras avec un Couplage Cascade Cyclique 26
Figure I. 26 : Formes d'Ondes du Courant de(a) Mode Commun et (b) Mode Différentiel pour un Couplage Cascade Cyclique 27
Figure I. 27 : Couplage Parallèle Cyclique à 4 Bras 27
Figure I. 28 : Schéma Bloc en Boucle Ouverte du Convertisseur Multiniveaux 29
Figure I. 29 : Modèle Moyen d'un Convertisseur 3-Niveaux Parallèle 30
Figure I. 30 : Evolution du Courant Différentiel pour un Convertisseur Parallèle 3-Niveaux avec une Différence d'Ordres de Commande 30
Figure I. 31 : Evolution du Courant Différentiel pour un Convertisseur Parallèle 3-Niveaux avec une Différence de Résistances de Bras 31
Figure I. 32 : Convertisseur 3-Niveaux Parallèle avec Inductances Saturables 33
Figure I. 33 : Modèle d'Inductance Saturable 33
Figure I. 34 : Evolution de l'Ondulation des Courants de Bras Avant et Après Saturation 34
Figure I. 35 : Modulateur PS 5-Niveaux 36
Figure I. 36 : Modulation PS 36
Figure I. 37 : Modulation PD 37
Figure I. 38 : Modulation POD 37
Figure I. 39 : Machine d'Etat pour la Génération d'Ordres de Commande d'un Convertisseur à 4 Cellules de Commutation 38
Figure I. 40 : Architecture de Commande d'un Convertisseur Multiniveaux 38
Figure I. 41 : (a) Rapport Cyclique pour un Convertisseur Mono-bras pour $fe = fdec$ et (b) Ordre de Commande Associé 39
Figure I. 42 : (a) Rapport Cyclique pour un Convertisseur Mono-bras pour $fe = 2fdec$ et (b) Ordre de Commande Associé 40
Figure I. 43 : Mise à Jour Synchrone 41
Figure I. 44 : Evolution des Courants Différentiels pour une Mise à Jour Synchrone 42
Figure I. 45 : Chronogramme des Différentiels des Signaux de Commande pour un Convertisseur à 3 Bras avec une Mise à Jour Synchrone 42
Figure I. 46 : Mise à Jour Asynchrone 43
Figure I. 47 : Evolution des Courants Différentiels pour une Mise à Jour Asynchrone 43
Figure I. 48 : Chronogramme des Différentiels des Signaux de Commande pour un Convertisseur à 3 Bras avec une Mise à Jour Asynchrone 44

Figure I. 49 : Mise à Jour CA 45
Figure I. 50 : Evolution des Courants Différentiels pour une Mise à Jour CA 45
Figure I. 51 : Chronogramme des Différentiels des Signaux de Commande pour un Convertisseur à 3 Bras avec une Mise à Jour CA 46

Chapitre II

Figure II. 1 : Schéma Bloc de Principe pour les Régulateurs 51
Figure II. 2 : Schéma de Principe du Convertisseur Multiniveaux Couplé 52
Figure II. 3 : Schéma Bloc Modifié du Système en Boucle Ouverte 54
Figure II. 4 : Schéma Structurel de la Méthode ECM pour 3 Bras 56
Figure II. 5 : Schéma Structurel de la Méthode MCMD pour 3 Bras 58
Figure II. 6 : Schéma Structurel de la Méthode MCA pour 3 Bras 59
Figure II. 7 : Schéma Structurel de la Méthode MCE pour 3 Bras 61
Figure II. 8 : Réponse Temporelle des Courants Différentiels 1 et 2 suite à un Echelon sur le mode 1 65
Figure II. 9 : Evolution des Gains Maximaux des Interactions en Pourcent en Fonction du Nombre de Bras pour les méthodes ECM/MCMD/MCA 66
Figure II. 10 : Evolution des Gains Maximaux des Interactions en Pourcent en Fonction du Nombre de Bras pour la méthode MCE 67
Figure II. 11 : Réponse Temporelle des Courants Différentiels pour un Couplage Cascade Cyclique à 4 Bras avec les Méthodes ECM/MCMD/MCA (a) I_{md1} (b) I_{md2} et (c) I_{md3} 73
Figure II. 12 : Evolution des Constantes de Temps en Fonction des Courants Différentiels pour un Couplage CC à 4 Bras 74
Figure II. 13 : Réponse Temporelle des Courants Différentiels pour un Couplage Cascade Cyclique à 5 Bras avec les Méthodes ECM/MCMD/MCA (a) I_{md1} (b) I_{md2} (c) I_{md3} et (d) I_{md4} 74
Figure II. 14 : Evolution des Constantes de Temps en Fonction des Courants Différentiels pour un Couplage CC à 5 Bras 75
Figure II. 15 : Evolution des Constantes de Temps en Fonction du Nombre de Bras pour un Couplage CC 76
Figure II. 16 : Comparaison des Modes Différentiels avec un 1^{er} Ordre Equivalent pour Différents Nombres de Bras (a) I_{md1} (b) I_{md2} et (c) I_{md3} 77
Figure II. 17 : Evolution des Modes Différentiels en Fonction du Nombre de Bras 77
Figure II. 18 : Evolution des Constantes de Temps en Fonction des Paramètres des Coupleurs 78

Figure II. 19 : Evolution du Ratio entre la Constante de Temps Associée au Courant Différentiel et celle du « Palier »..... 79
Figure II. 20 : Convertisseur Multiniveaux Parallèle à 6 Bras..... 80
Figure II. 21 : Représentation 3D du Module de Puissance..... 80
Figure II. 22 : Coupeurs Utilisés pour le Cas (a) Cascade Cyclique et (b) Monolithique 81
Figure II. 23 : Carte FPGA DE2-115 82
Figure II. 24 : Représentation 3D du Module de Commande 82
Figure II. 25 : Banc de Test Expérimental 83
Figure II. 26 : Principe de Génération des Porteuses en Numérique 84
Figure II. 27 : Structure de Commande du Système 84
Figure II. 28 : Génération des Porteuses sur le FPGA 85
Figure II. 29 : Stratégie d'Echantillonnage des Courants de Bras 86
Figure II. 30 Réponse temporelle expérimentale des courants différentiels (a) 1 et 5 (b) 2 et 4 et (c) 3 pour un $\Delta\alpha$ de 0,012..... 90
Figure II. 31 : Résistances Tubulaires à Eau..... 92
Figure II. 32 : Réponse Indicielle du Courant de Mode Commun après Application d'un Echelon de Rapport Cyclique de Mode Commun pour un Couplage Cascade Cyclique 93
Figure II. 33 : Identification des Courants Différentiels (a) 1 (b) 2 (c) 3 (d) 4 et (e) 5 pour la Méthode MCMD avec un Couplage Cascade Cyclique..... 95
Figure II. 34 : Evolution des Constantes de Temps en Fonction des Courants Différentiels pour un Couplage CC à 6 Bras avec la Méthode MCMD en Expérimental 95
Figure II. 35 : Interactions suite à une Excitation du Mode Différentiel 3 avec la Méthode ECM pour un Coupage Cascade Cyclique..... 97
Figure II. 36 : Identification des Courants Différentiels (a) 1 (b) 2 (c) 3 (d) 4 et (e) 5 pour la Méthode Diagonalisation avec un Couplage Cascade Cyclique..... 99
Figure II. 37 : Réponses Indicielles du Courant Différentiel 4 en Simulation et en Expérimentation avec la Méthode Diagonalisation pour un Couplage Cascade Cyclique 101
Figure II. 38 : Interactions suite à une Excitation du Mode Différentiel 1 avec la Méthode Diagonalisation..... 101
Figure II. 39 : Réponse Indicielle du Courant de Mode Commun après Application d'un Echelon de Rapport Cyclique de Mode Commun pour un Coupleur Monolithique..... 104
Figure II. 40 : Identification des Courants Différentiels (a) 1 (b) 2 (c) 3 (d) 4 et (e) 5 pour la Méthode ECM avec un Coupleur Monolithique..... 106
Figure II. 41 : Réponses Indicielles du Courant Différentiel 5 en Simulation et en Expérimentation avec la Méthode MCMD pour un Coupleur Monolithique 107

Chapitre III

Figure III. 1 : Structure de Régulation d'un Convertisseur Multiniveaux Parallèle 113
Figure III. 2 : Offset de Lecture entre le Courant Echantillonné et la Valeur Moyenne du Courant de Sortie..... 114
Figure III. 3 : Bruit de Mesure sur la Sortie d'un Capteur de Courant après la Résistance de Charge 114
Figure III. 4 : Modèle de Mode Commun avec une Charge R..... 116
Figure III. 5 : Schéma Bloc de Mode Commun avec Perturbation 117
Figure III. 6 : Schéma Bloc de Mode Commun 117
Figure III. 7 : Positionnement des Bandes Passantes avec la Pulsation de Découpage (a) Supérieure et (b) Inférieure à la Pulsation de Coupure du Filtre..... 120
Figure III. 8 : Réponse Temporelle du Courant de Mode Commun pour un Dimensionnement sur un Système Hexa-bras à la Pulsation du Filtre par Synthèse Analogique..... 121
Figure III. 9 : Réponse Temporelle du Courant de Mode Commun pour un Dimensionnement sur le (a) Filtre et (b) Système Global par Synthèse Analogique..... 122
Figure III. 10 : Réponse Temporelle du Courant de Mode Commun pour un Dimensionnement sur le (a) Système et (b) Filtre par Synthèse Analogique 123
Figure III. 11 : Réponse Temporelle du (a) Courant et (b) Rapport Cyclique de Mode Commun pour un Dimensionnement sur un Système Hexa-bras à sa Pulsation Propre par Synthèse Analogique..... 124
Figure III. 12 : Réponse Temporelle du (a) Courant et (b) Rapport Cyclique de Mode Commun pour un Dimensionnement sur un Système Hexa-bras à la Pulsation du Filtre par Synthèse Numérique 125
Figure III. 13 : Réponse Temporelle du Courant de Mode Commun pour un Dimensionnement sur le Filtre par Synthèse Numérique..... 126
Figure III. 14 : Réponse Temporelle du (a) Courant et (b) Rapport Cyclique de Mode Commun pour un Dimensionnement sur un Système Dodéca-bras à la Pulsation du Filtre par Synthèse Numérique 126
Figure III. 15 : Evolution de $p1$ en Fonction de l'Amortissement pour 2 à 12 Bras 127
Figure III. 16 : Réponse Temporelle du (a) Courant et (b) Rapport Cyclique de Mode Commun pour un Dimensionnement sur un Système Hexa-bras à sa Pulsation Propre par Synthèse Numérique 128
Figure III. 17 : Arbre de Décision pour la Synthèse du Correcteur de Mode Commun 129
Figure III. 18 : Réponse Temporelle du Courant de Mode Commun pour une synthèse (a) Analogique sur le Système avec 6 Bras (b) Numérique sur le Système avec 6 Bras (c)

Analogique sur le Filtre avec 6 Bras et (d) Numérique sur le Système avec 12 Bras pour $\omega sys = \omega filtre$ 130
Figure III. 19 : Courants de Bras à $fdec$ pour un Coupleur Monolithique 131
Figure III. 20 : Courants de Bras à $nfdec$ pour un Coupleur Monolithique 131
Figure III. 21 : Evolution des Courants pour (a) 3 et (b) 6 Bras après Application d'une Rampe sur les Rapports Cycliques 132
Figure III. 22 : Réponse Temporelle du (a) Courant et (b) Rapport Cyclique de Mode Différentiel pour un Coupleur Monolithique pour des Courants de Bras à $fdec$ 134
Figure III. 23 : Réponse Temporelle du (a) Courant et (b) Rapport Cyclique de Mode Différentiel pour un Coupleur Monolithique pour des Courants de Bras à $nfdec$ 135
Figure III. 24 : Réponse Temporelle du Courant de Mode Différentiel à la Pulsation du Mode Commun pour un Coupleur Monolithique pour des Courants de Bras à $nfdec$ 136
Figure III. 25 : Rapports Cycliques de (a) Mode Différentiel et (b) Bras 136
Figure III. 26 : Influence du Régulateur Différentiel sur le Courant de Mode Commun après Application d'un Echelon de Courant Différentiel 137
Figure III. 27 : Réponse Temporelle des (a) Courants et (b) Rapports Cycliques de Mode Différentiel 3 et 6 à la Pulsation Propre du mode 3 pour un Couplage Cascade Cyclique pour des Courants de Bras à $fdec$ 139
Figure III. 28 : Interactions sur les (a) Courants Différentiels et (b) Rapports Cycliques Différentiels suite à un Echelon sur le Courant Différentiel 3 pour un Couplage Cascade Cyclique 139
Figure III. 29 : Courant de Bras pour un Convertisseur à (a) 6 et (b) 12 bras avec un Couplage Cascade Cyclique 140
Figure III. 30 : (a) Courants de Bras (b) Courants Différentiels et (c) Rapports Cycliques Différentiels pour une Régulation à la Pulsation du Mode Commun 141
Figure III. 31 : Réponses Temporelles du Courant de Mode Commun pour Différentes Stratégies de Mise à Jour des Rapports Cycliques et des Rapports Cycliques pour la Mise à Jour par Compensation des Aires avec $\omega sys > \omega filtre$ et $\omega filtre < \omega dec$ par Synthèse (a) Analogique sur le Filtre et (b) Numérique sur le Système 142
Figure III. 32 : Réponses Temporelles du Courant de Mode Commun pour Différentes Stratégies de Mise à Jour des Rapports Cycliques avec $\omega sys > \omega filtre$ et $\omega filtre > \omega dec$ par Synthèse Numérique sur le Système 143
Figure III. 33 : Réponses Temporelles du Courant de Mode Commun pour Différentes Stratégies de Mise à Jour des Rapports Cycliques avec $\omega sys < \omega filtre$ par Synthèse (a) Analogique et (b) Numérique sur le Système 143
Figure III. 34 : Influence du Retard de Mise à Jour des Rapports Cycliques sur le Courant de Mode Commun 144
Figure III. 35 : Courants de Bras avec Compensation des Aires sans Régulation Différentielles 144

Figure III. 36 : Courants (a) de Bras et (b) Différentiels avec Compensation des Aires et Régulation Différentielle 145
Figure III. 37 : Courant de Mode Commun en Sortie des Filtres de Mesures 146
Figure III. 38 : Courants (a) de Bras et (b) Différentiels avec Compensation des Aires et Régulation Différentielles sans Capteur de Mode Commun 146
Figure III. 39 : Courants Différentiels après Modification du Courant de Mode Commun pour un Système (a) Symétrique et (b) Désymétrisé 147
Figure III. 40 : Courants Différentiels après Modification du Courant de Mode Commun pour une Mise à Jour (a) Synchrone et (b) par Compensation des Aires 148
Figure III. 41 : Structure de Régulation Numérique d'un Convertisseur Multiniveaux Parallèle avec SOPC 150
Figure III. 42 : Organisation des Tâches du Contrôleur pour un Convertisseur Mono-bras .. 150
Figure III. 43 : Réponse Temporelle du Courant et du Rapport Cyclique de Mode Commun pour une Régulation à (a) ωsys et (b) $2\omega sys$ avec un Coupleur Monolithique 153
Figure III. 44 : Régulation du Courant de Mode Différentiel 1 à sa Pulsation Propre avec la Méthode ECM pour un Coupleur Monolithique 154
Figure III. 45 : (a) Courant et (b) Rapport Cyclique Différentiel 1 pour une Bande Passante à $\omega BFmc$ avec la Méthode ECM pour un Coupleur Monolithique 155
Figure III. 46 : Courants de Bras pour une Bande Passante à (a) $\omega BFmd$ et (b) $\omega BFmc$ avec la Méthode ECM pour un Coupleur Monolithique 155
Figure III. 47 : (a) Courants de Bras et (b) Rapports Cycliques Différentiels pour une Bande Passante $\omega BFmc$ avec la Méthode ECM sans Capteur de Mode Commun pour un Coupleur Monolithique 156
Figure III. 48 : Régulation sur un Modèle Moyen des Courants Différentiels à la Pulsation du Mode Commun par Synthèse (a) Analogique et (b) Numérique pour la Méthode ECM 157
Figure III. 49 : Régulation sur un Modèle Moyen des Courants Différentiels à la Pulsation du Mode Commun par Synthèse (a) Analogique et (b) Numérique pour la Méthode MCMD .. 157
Figure III. 50 : Régulation sur un Modèle Moyen des Courants Différentiels à la Pulsation du Mode Commun par Synthèse (a) Analogique et (b) Numérique pour la Méthode MCA 157
Figure III. 51 : Réponse Temporelle (a) des Courants de Bras et (b) du Courant de Mode Commun pour une Régulation des Courants Différentiels à $\omega BFmc$ sur un Modèle Moyen 158
Figure III. 52 : (a) Courant et (b) Rapport Cyclique Différentiel 3 pour la Méthode Diagonalisation pour une Régulation à ωmc sans Saturation Différentielle 159
Figure III. 53 : Réponse Temporelle (a) du Courant et (b) du Rapport Cyclique de Mode Commun (c) du Courant et (d) du Rapport Cyclique de Mode Différentiel 1 et (e) du Courant et (f) du Rapport Cyclique de Bras après Application d'un échelon de Courant de Mode Commun de 60 A à $t = 0\ s$, d'un échelon de 1 A sur le Mode Différentiel 1 à $t = 0.3\ s$ et d'un échelon de -1 A sur le Mode Différentiel 1 à $t = 0.6\ s$ avec la méthode ECM 160

Figure III. 54 : Courants Différentiels Régulés avec 3 Correcteurs à leur Pulsation Propre pour les Modes Différentiels (a) 1 et 11 (b) 2 et 10 et (c) 3 à 9 161
Figure III. 55 : Régulateur de Mode Commun en VHDL 163
Figure III. 56 : Régulateur de Mode Différentiel en VHDL 164
Figure III. 57 : Structure de Régulation Numérique d'un Convertisseur Multiniveaux Parallèle sans SOPC 164
Figure III. 58 : Pourcentage d'Utilisation du FPGA (a) sans SOPC (b) avec SOPC pour la Sauvegarde des Données et (c) Répartition des Ressources par Entités sans SOPC 165
Figure III. 59 : Courant et Rapport Cyclique de (a) Mode Commun et (b) Mode Différentiel 1 pour la Méthode ECM avec les Régulateurs en VHDL 166

Annexe

Figure C. 1 : Modèle IGBT & Diode avec Eléments Parasites 189
Figure C. 2 : Courant Collecteur en Fonction de la Tension Collecteur-Emetteur 190

Figure D. 1 : Répartition des Courants de Bras suite à un Echelon sur le Rapport Cyclique Différentiel 1 pour la Méthode MCA 191

Figure E. 1 : Filtre Actif Passe-Bas du 2ème Ordre - Structure de Rauch 193
Figure E. 2 : Diagramme de Bode du Filtre de Mesure 194

Liste des Tableaux

Chapitre I

Tableau I. 1 : Comparaison Qualitative des Types de Couplages 29

Chapitre II

Tableau II. 1 : Evolution des Interactions pour un Coupleur Monolithique à 4 Bras avec Différentes Imprécisions de Mesure 68
Tableau II. 2 : Evolution des Interactions pour un Couplage Cascade Cyclique à 4 Bras avec Différentes Imprécisions de Mesure pour la Méthode de Diagonalisation 69
Tableau II. 3 : Evolution des Interactions pour un Couplage Cascade Cyclique à 4 Bras avec Différentes Imprécisions de Mesure pour les Méthodes ECM/MCMD/MCA 70
Tableau II. 4 : Paramètres expérimentaux 86
Tableau II. 5 : Cahier des charges des couleurs bi-bras 87
Tableau II. 6 : Paramètres des coupleurs pour le couplage cascade cyclique à 6 bras 87
Tableau II. 7 : Gains des Courants Différentiels 1 et 5 pour un $\Delta\alpha$ de 0,012 89
Tableau II. 8 : Pas Minimal pour les Rapports Cycliques de Mode Différentiel en Numérique 94
Tableau II. 9 : Tableau Récapitulatif des Gains et des Constantes de Temps ainsi que des Erreurs Associées pour les Méthodes ECM/MCMD/MCA dans le Cas d'un Couplage Cascade Cyclique 96
Tableau II. 10 : Tableau Récapitulatif des Ratios entre les Gains des Courants Différentiels Excités et des Valeurs Maximales des Interactions Induites pour les méthodes ECM/MCMD/MCA pour un Coupage Cascade Cyclique 98
Tableau II. 11 : Inductances Différentiels pour le Couplage Cascade Cyclique 100
Tableau II. 12 : Tableau Récapitulatif des Ratios entre les Gains des Courants Différentiels Excités et des Valeurs Maximales des Interactions Induites pour la Méthode Diagonalisation pour un Coupage Cascade Cyclique 102

Tableau II. 13 : Résistances Différentiels pour le Coupleur Monolithique 104
Tableau II. 14 : Inductances Différentiels pour le Coupleur Monolithique 105
Tableau II. 15 : Tableau Récapitulatif des Gains et des Constantes de Temps ainsi que des Erreurs Associées pour les Méthodes Diagonalisation/ECM/MCMD/MCA dans le Cas d'un Coupleur Monolithique 106
Tableau II. 16 : Tableau Récapitulatif des Ratios entre les Gains des Courants Différentiels Excités et des Valeurs Maximales des Interactions Induites pour les méthodes Diagonalisation/ECM/MCMD/MCA pour un Coupleur Monolithique 108

Chapitre III

Tableau III. 1 : Positionnement des Bandes Passantes en Fonction des Paramètres du Système 119
Tableau III. 2 : Constantes de Temps Equivalentes des Courants Différentiels pour un Couplage Cascade Cyclique 138
Tableau III. 3 : Temps de Calcul de l'Interruption en Float et en Int 152

Annexe

Tableau D. 1 : Pas Minimal des Rapports Cycliques de Modes Différentiels en Numérique 192

Tableau E. 1 : Valeurs des Paramètres des Filtres de Mesures 194

Introduction Générale

Depuis quelques années, les applications industrielles se tournent vers une augmentation des systèmes électriques dans le but de réduire la part des systèmes mécaniques et hydrauliques. Afin de satisfaire à cette tendance il est nécessaire d'augmenter la puissance des équipements électroniques pour subvenir aux besoins énergétiques croissants. Cette augmentation de l'énergie électrique nécessite de mettre en place des systèmes de conversion d'énergie capable d'adapter cette énergie entre la source et le réseau. De ce fait l'électronique de puissance est en constante évolution afin de répondre à ces problématiques.

Il existe principalement deux solutions permettant de répondre à ces enjeux et donc d'augmenter la puissance des convertisseurs statiques. La première consiste à utiliser les structures de conversion « classique » en utilisant des composants de puissance plus performant permettant de supporter des contraintes en tension et en courant plus grandes. Une deuxième solution est basée sur la mise en série ou en parallèle de ces structures afin de diminuer les contraintes sur les composants. Le principal problème lié à la première solution réside dans le fait que les technologies de semi-conducteurs fortes puissances sont en développement et présentent actuellement des performances moins avantageuses que des semi-conducteurs de puissance plus faible. De ce fait l'utilisation de plusieurs composants de gamme de puissance réduite présente de meilleurs résultats qu'un seul composant à puissance nominale. Ainsi depuis les années 80 de nouvelles structures de conversion d'énergie ont été introduites et sont basées sur l'association de cellules de commutation en série ou en parallèle afin de diminuer les contraintes sur les composants de puissance.

Les pertes étant principalement liées au courant, ce mémoire se concentrera sur les structures parallèles. L'intérêt de ces structures se trouve sur l'amélioration des formes d'ondes de sortie en utilisant une commande adaptée. En effet en entrelaçant les commandes la fréquence apparente en sortie du convertisseur est multipliée par le nombre de bras en parallèle, ceci permet donc une réduction de l'oscillation du courant. Cependant il est nécessaire de mettre en place des systèmes de stockage d'énergie inductif à cause des différentiels de tension liés à la commande entrelacée. L'utilisation de ces inductances implique de devoir réguler les courants des bras pour empêcher la saturation magnétique des noyaux.

La parallélisation à l'aide d'inductance de bras entraine une augmentation de l'ondulation des courants de bras vis-à-vis de l'ondulation du courant de sortie. Ainsi afin de réduire ce rapport les inductances de bras sont remplacées par des associations de

transformateurs inter-cellules. Ces coupleurs permettent de réduire les contraintes sur les filtres mais créent de fortes interactions entre les courants de bras. En modélisant le système global par un courant de mode commun et des courants de mode différentiel il est possible d'obtenir un découplage partiel ou total des modes. Ce découplage permet de réduire les interactions liées au couplage.

La mise en place d'une commande entrelacée implique une augmentation du nombre de porteuse qui complique la mise à jour des rapports cycliques. En effet avec une porteuse le rapport cyclique est échantillonné à la fréquence de découpage et mis à jour sur un extremum afin d'empêcher les doubles commutations et de garantir la symétrie des ordres de commandes. Avec un convertisseur multiniveaux il est difficile de réaliser la mise à jour des rapports cycliques à la fréquence de découpage sur tous les extrema des porteuses.

Dans le premier chapitre les formes d'ondes d'un convertisseur parallèle seront explicitées afin de mettre en lumière l'influence de la parallélisation sur la fréquence et sur l'ondulation des courants ainsi que sur les niveaux de tension en sortie. Ensuite différentes stratégies de couplage seront introduite afin de réduire l'ondulation des courants de bras et seront comparées. Une modélisation directe du système sera proposée afin de montrer l'influence des différences des paramètres du système en lien avec les fortes interactions. Et une dernière partie s'axera sur le positionnement des porteuses pour obtenir une commande entrelacée ainsi que sur l'influence de la mise à jour des rapports cycliques sur l'équilibrage des courants.

Dans le deuxième chapitre des méthodes de modélisation permettant un découplage partiel ou total des modes seront présentées. Une généralisation de l'évolution du mode commun et des modes différentiels en fonction de la stratégie de couplage utilisée sera réalisée dans l'objectif d'obtenir un dimensionnement complet en étudiant uniquement un système réduit. Une validation sur un prototype expérimental sera effectuée en boucle ouverte.

Dans le dernier chapitre les résultats issus du chapitre deux seront utilisés afin de réguler le système. Une commande linéaire basée sur des correcteurs simple de type PI sera dimensionnée afin d'étudier le comportement du système en boucle fermée. De plus l'influence de la mise à jour des rapports cycliques sur le dimensionnement des correcteurs sera étudiée. En dernier lieu ces lois de commande seront implémentées sur une carte FPGA et testée sur le prototype expérimental pour des systèmes complets et réduits avec deux stratégies de couplages. Une comparaison entre une implémentation de la commande en VHDL avec un surcouche SOPC et une commande uniquement en VHDL sera aussi réalisée.

La dernière partie sera consacrée à la conclusion afin de résumer les points traités au cours de ce manuscrit ainsi qu'aux perspectives d'amélioration.

Chapitre I

Topologie Multiniveaux, Modélisation Directe du Système et Modulation

Sommaire

I.1 Structure Multiniveaux Parallèle 7

I.1.A Présentation 7

I.1.A.1 Porteuse Unique 8

I.1.A.2 Intérêt de l'Entrelacement des Ordres de Commandes 11

I.1.B Coupleurs Magnétiques 15

I.1.B.1 Cas Général 15

I.1.B.2 Coupleur Monolithique 17

I.1.B.3 Coupleurs Séparés 21

I.1.B.4 Comparaison 28

I.2 Modélisation Directe du Système 29

I.2.A Influence des Déséquilibres 29

I.2.A.1 Différence de Rapports Cycliques (R_1=R_2 dans ce cas) 30

I.2.A.2 Différence de Résistances de Bras (α_1=α_2 dans ce cas) 31

I.2.A.3 Différence des Tensions de Seuil 32

I.2.B Saturation Magnétique du Noyau des Coupleurs 32

I.3 Modulation 35

I.3.A Stratégies de Modulation 35

I.3.A.1 Modulation Phase Shifted 35

I.3.A.2 Modulation Phase Disposition et Phase Opposition Disposition 36

I.3.B Stratégies de Mise à Jour des Rapports Cycliques 39

I.3.B.1 Mise à jour Synchrone 41

I.3.B.2 Mise à Jour Asynchrone 43
I.3.B.3 Mise à Jour par Compensation des Aires..... 44
I.4 Conclusion..... 46

I.1 Structure Multiniveaux Parallèle

Les convertisseurs multiniveaux peuvent être de type série [ROD][RUD][ZHA], parallèle [GOM] ou hybride [LER]. Au cours de ce manuscrit, seule la structure multiniveaux parallèle sera abordée. La Figure I. 1 présente le schéma de principe de cette structure, pour 4 cellules de commutations. Il s'agit de bras de convertisseur de type hacheur dévolteur mis en parallèle [DAV].

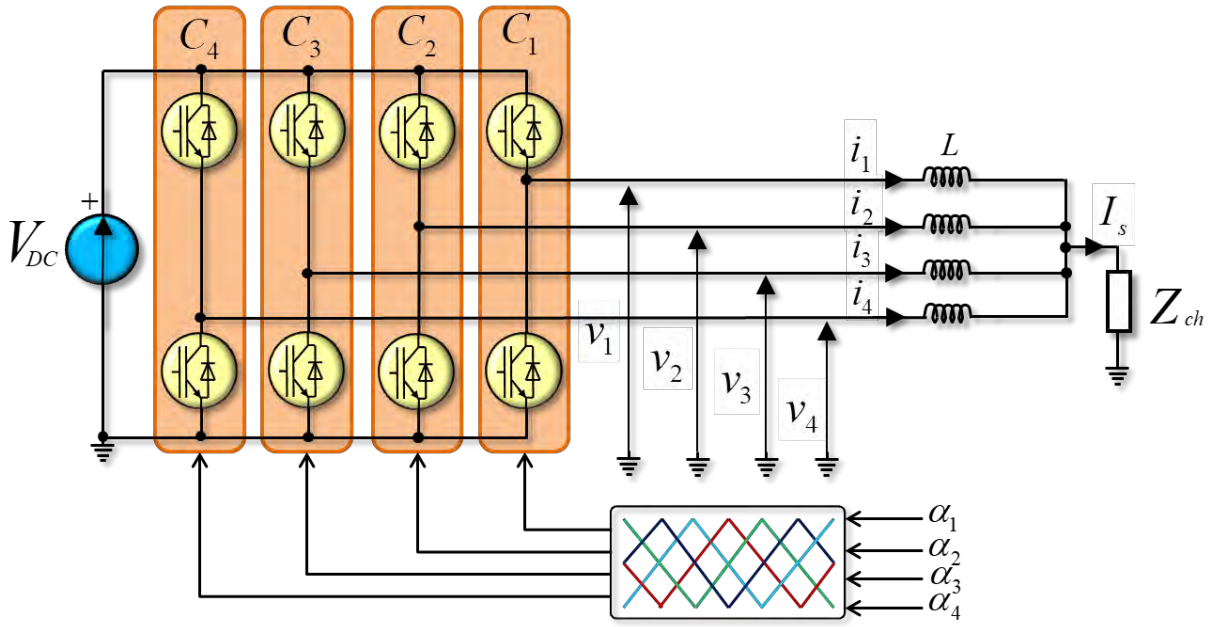


Figure I. 1 : Schéma de Principe du Convertisseur Multiniveaux

I.1.A Présentation

Ce convertisseur multiniveaux parallèle fonctionne comme un convertisseur dévolteur, les rectangles orange représentent les différentes cellules de commutation. Le principal avantage de ce convertisseur est bien sûr évident puisqu'il permet de partager le courant entre les n bras (n correspond au nombre de cellules en parallèle) [RM].

La structure de commande utilisée de base pour les convertisseurs unicellulaires consiste en la comparaison d'une porteuse triangle à la fréquence de découpage avec une modulante continue (DC/DC) ou sinusoïdale (DC/AC). Une problématique liée aux convertisseurs multiniveaux réside dans la génération des différentes porteuses et ordres de commandes (cette problématique sera explicitée dans le paragraphe I.3).

La Figure I. 2 représente le schéma bloc classique de régulation de convertisseur dévolteur mono-bras et la Figure I. 3 présente une vue « éclatée » du modulateur [GAL].

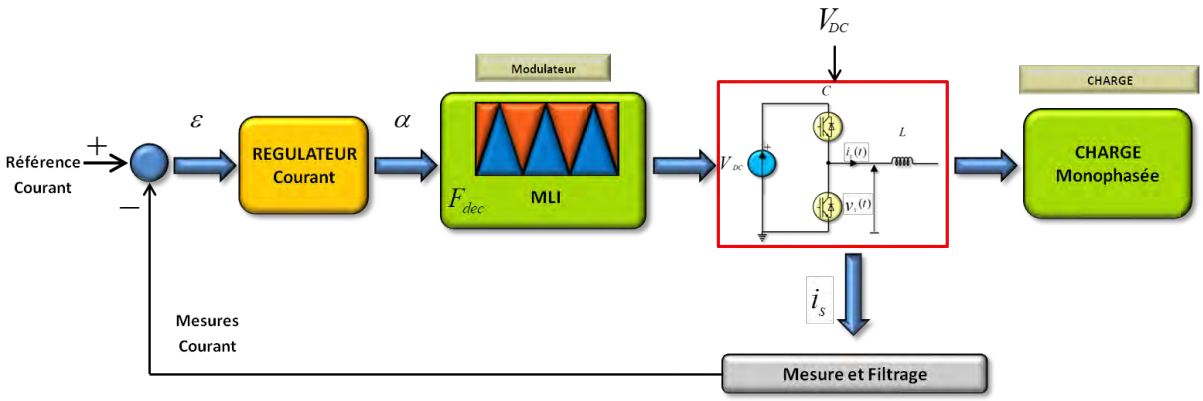


Figure I. 2 : Structure de Régulation Mono-bras

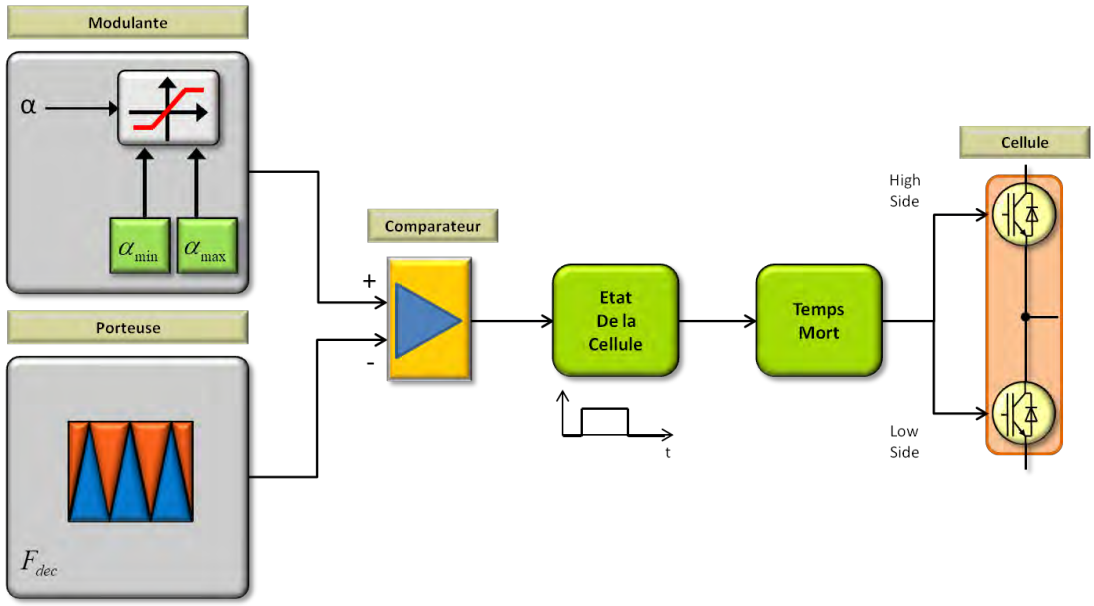


Figure I. 3 : Modulateur 2-Niveaux

L'augmentation du nombre de cellule de commutation implique l'augmentation du nombre d'ordres de commande et implicitement de rapports cycliques. Il en va de même pour la génération des porteuses. En théorie tous les rapports cycliques sont identiques afin d'obtenir un système équilibré en courant mais est-il obligatoire d'avoir des porteuses identiques?

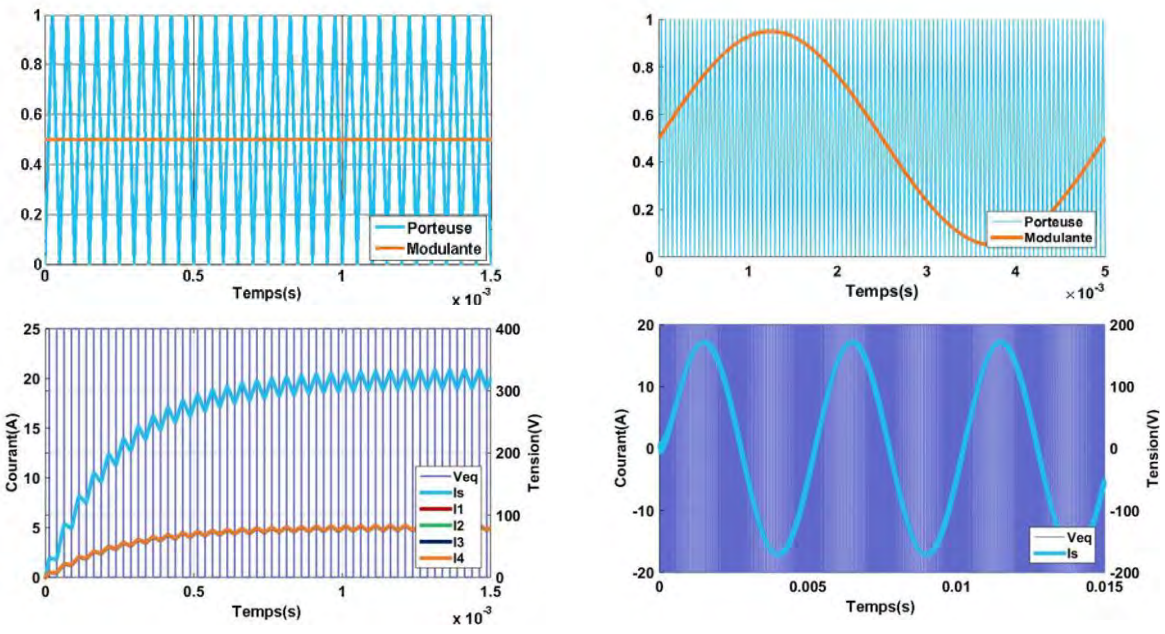
I.1.A.1 Porteuse Unique

La Figure I. 4 présente les formes d'ondes du courant et de la tension de sortie dans le cas d'un convertisseur à 4 bras parallèle avec une seule porteuse unique pour toutes les cellules de commutation (cf. Figure I. 1) avec une impédance de sortie ohmique et les paramètres suivants :

$$\begin{aligned} V_{DC} &= 400\,V \\ f_{dec} &= 20\,kHz \\ \alpha &= 0{,}5 \\ L &= 10\,mH \\ R_{ch} &= 10 \end{aligned} \qquad I.\ 1$$

Dans toute la suite pour le cas hacheur, α sera choisi de manière à obtenir le maximum d'ondulation du courant de sortie ou des courants de bras. La tension moyenne équivalente V_{eq} est égale à $\sum_{i=1}^{n} V_i/n$ et sera utilisée à la place de V_s car du fait de l'impédance de charge ohmique la tension de sortie est image du courant et ne présente pas de niveaux de tension.

Dans un souci de clairvoyance, les formes d'ondes seront données avec un modulante continue (Figure I. 4 (a)) afin de mieux voir la sommation des courants tandis que la visualisation des niveaux de tension sera montrée avec une modulante sinusoïdale (Figure I. 4 (b)).



(a) (b)

Figure I. 4 : Formes d'Ondes de Sortie d'un Convertisseur à 4 Bras Parallèle avec ses Porteuses en Phases pour une Modulante (a) Continue et (b) Alternative

Cette solution permet bien de répartir le courant de sortie entre les 4 bras cependant la fréquence de ce dernier est la même que la fréquence de découpage (Figure I. 5) et il n'y a que deux niveaux sur la tension moyenne équivalente. De plus l'inductance équivalente de sortie est divisée par 4 comparée à un convertisseur unicellulaire $(L_s = L/4)$, la Figure I. 6 montre le modèle équivalent du courant de sortie.

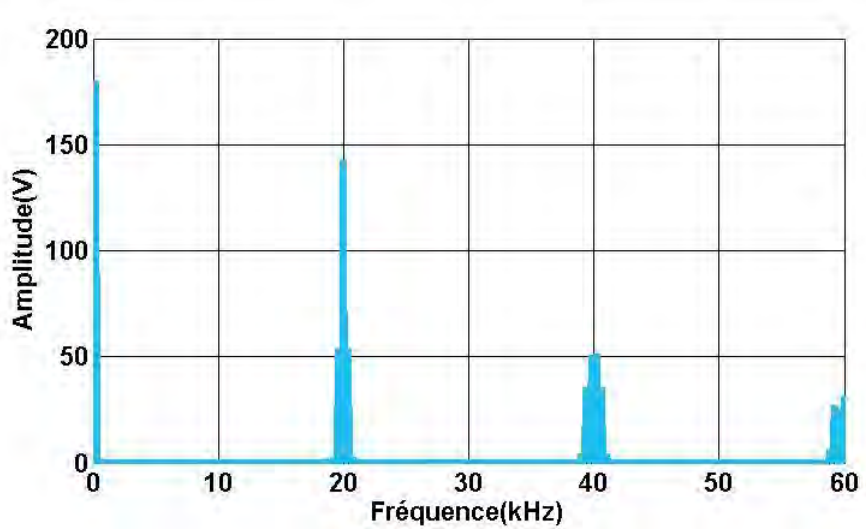


Figure I. 5 : Transformée de Fourier du Courant de Sortie lorsque les Porteuses sont en Phase

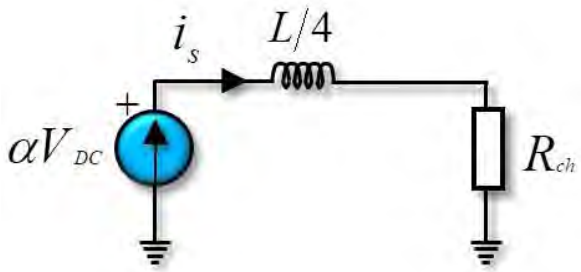


Figure I. 6 : Modèle de Mode Commun pour un Convertisseur à 4 Bras avec des Inductances Séparées

L'ondulation du courant est donc égale à :

$$\Delta I_{br} = \frac{\alpha(1-\alpha)V_{dc}}{L f_{dec}} \qquad et \qquad \Delta I_s = \frac{\alpha(1-\alpha)V_{dc}}{L_s f_{dec}} \qquad I.\ 2$$

Ceci implique que le rapport entre l'ondulation des courants de bras et l'ondulation de courant de sortie est équivalent à :

$$\frac{\Delta I_{br}/\langle I_{br}\rangle}{\Delta I_s/\langle I_s\rangle} = 1 \qquad I.\ 3$$

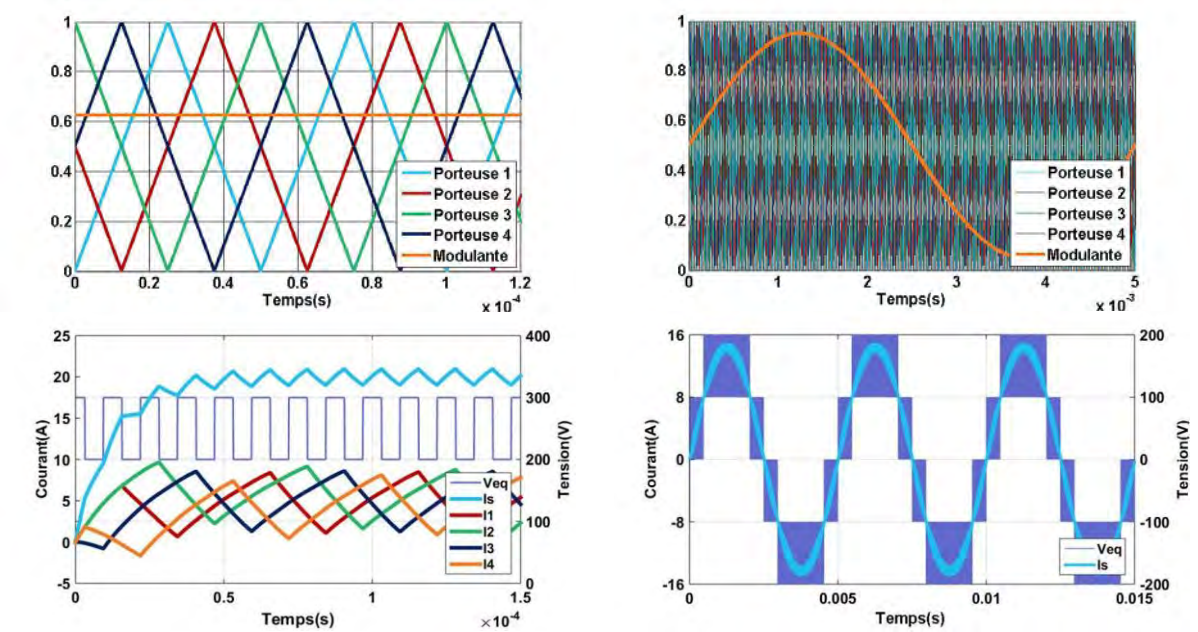
Dans ce cas il n'est pas possible de parler de convertisseur multiniveaux. En théorie du fait de l'égalité des ordres de commandes il est possible de retirer les inductances de bras cependant en pratique les semi-conducteurs ne commutent pas exactement aux mêmes instants, il n'est donc pas envisageable de les enlever sans risquer de créer des courts-circuits.

I.1.A.2 Intérêt de l'Entrelacement des Ordres de Commandes

Le principe de l'entrelacement est de déphaser les ordres de commande (i.e. les porteuses) d'un angle de $2\pi/n$ radiant (ce phénomène sera détaillé dans I.3). Ce décalage permet de faire apparaître des niveaux de tension ainsi que d'augmenter la fréquence apparente de sortie du convertisseur. Cependant cet entrelacement sera responsable de différences entre les tensions instantanées de chaque bras du fait du déphasage des porteuses et imposera la connexion des cellules de commutation à l'aide d'inductances (en théorie et en pratique) dont le rôle sera de supporter ces différences de tension [DAV].

La Figure I. 7 présente les formes d'ondes des courants pour une modulante continue et de la tension pour une modulante sinusoïdale dans le cas de porteuses entrelacées. Les paramètres utilisés sont les mêmes que pour la Figure I. 4 cependant les valeurs de rapports cycliques et d'inductances ont été modifiées afin de se placer au maximum d'ondulation du courant de sortie ($\alpha = 0{,}5 + 1/2n$ si n pair et $\alpha = 0{,}5$ si n impair, ce point sera expliqué Figure I. 9) et de garder une ondulation du courant de sortie de 10%. Ainsi :

$$\alpha = 0.625 \qquad et \qquad L = 625\ \mu H \qquad I.\ 4$$



(a) (b)

Figure I. 7 : Formes d'Ondes de Sortie d'un Convertisseur 5-Niveaux Parallèle avec ses Porteuses Entrelacée pour une Modulante (a) Continue et (b) Alternative

Les courants de bras sont bien entrelacés ce qui implique que le courant de sortie est la somme de tous les courants de bras comme dans le cas précédent mais de plus sa fréquence apparente de découpage se voit multipliée par le nombre de bras en parallèle (Figure I. 8),

cependant sa constante de temps n'est pas modifiée. La tension moyenne présente quant à elle 5 niveaux de tension (0, $E/4$, $E/2$, $3E/4$ et E).

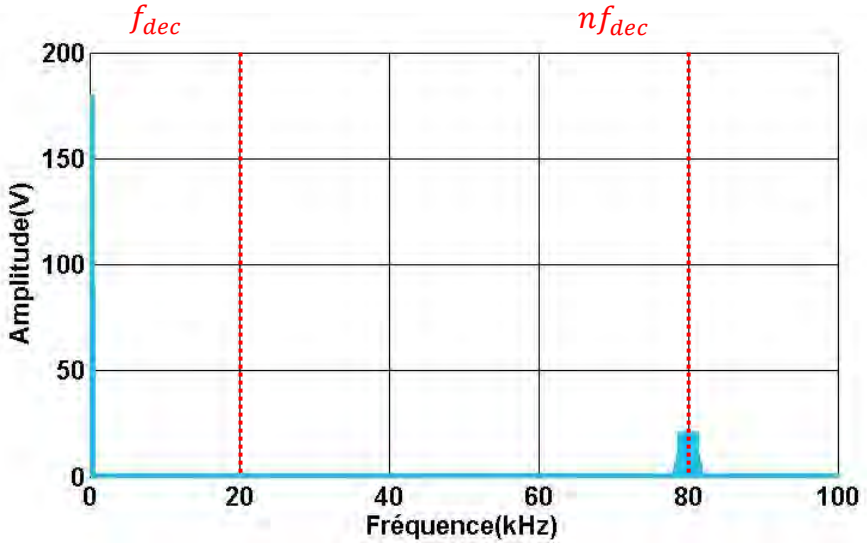


Figure I. 8 : Transformée de Fourier du Courant de Sortie lorsque les Porteuses sont Entrelacée ($n = 4$, $f_{dec} = 20\ kHz$)

L'entrelacement des commandes mène donc à l'augmentation de la fréquence du courant de sortie $(f_{app} = n \times f_{dec})$ et aussi à celle du nombre de niveaux de tension [KOU][PRA]. Ainsi pour un convertisseur comportant n cellules de commutation la tension de sortie comportera $(n + 1)$ niveau :

$$k \in [\![0, n]\!], \begin{cases} V_s = \frac{k}{n} \times V_{DC}, & \text{dans le cas continu} \\ V_s = \frac{2k-n}{2n} \times V_{DC}, & \text{sinon} \end{cases} \qquad I.\ 5$$

C'est donc l'entrelacement des ordres de commande associé à la structure parallèle qui permet d'obtenir une forme d'onde multiniveaux.

La Figure I. 9 montre l'évolution du rapport $\Delta I_s / \Delta I_{s_{MAX}}^{n=1}$ pour différentes valeurs de n avec :

$$\Delta I_{s_{MAX}}^{n=1} = \frac{V_{dc}}{4 L_s f_{dec}} \qquad I.\ 6$$

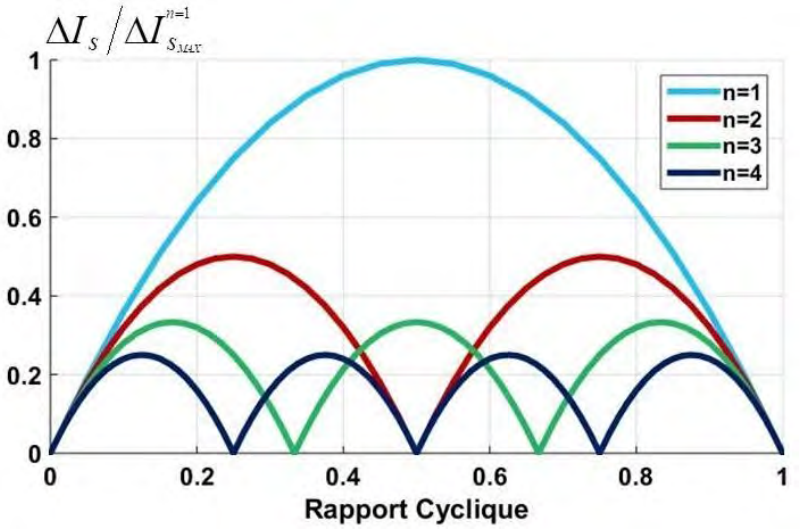


Figure I. 9 : Evolution de l'Ondulation du Courant de Sortie I_s en Fonction du Nombre de Bras en Parallèle

D'après la figure ci-dessus et pour $n \geq 2$, il existe au moins un rapport cyclique où l'ondulation du courant de sortie est nulle [ADA10]. Ceci s'explique du fait de l'évolution de la tension de sortie normalisée comme le montre la Figure I. 10.

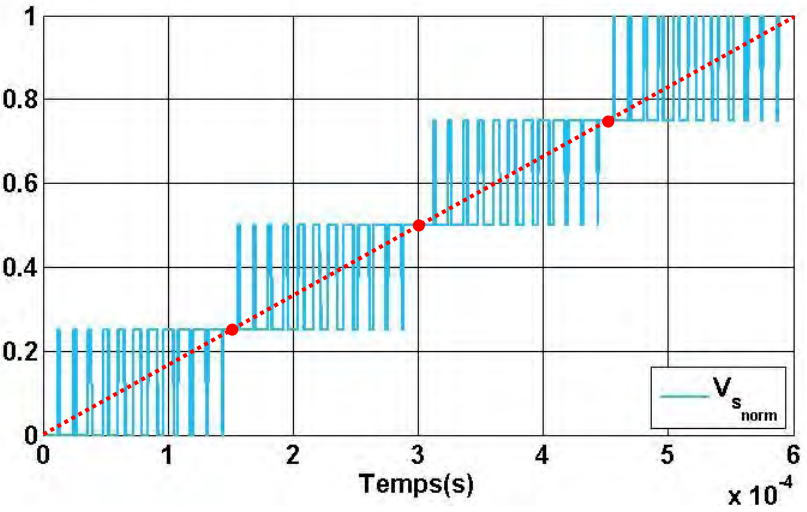


Figure I. 10 : Evolution de la Tension de Sortie Normalisée

Un avantage présent sur la Figure I. 9 est que du fait du nombre de niveaux de tension et de l'augmentation de la fréquence, l'ondulation du courant de sortie se voit réduite. En effet dans le cas d'un convertisseur multiniveaux l'ondulation du courant de sortie devient :

$$\Delta I_S = \frac{4\alpha^*(1-\alpha^*)}{n^2} \Delta I_{S_{MAX}}^{n=1} \qquad I.\ 7$$

Avec :

$$\alpha^* = n\alpha - (k-1) \qquad I.\ 8$$

Pour :

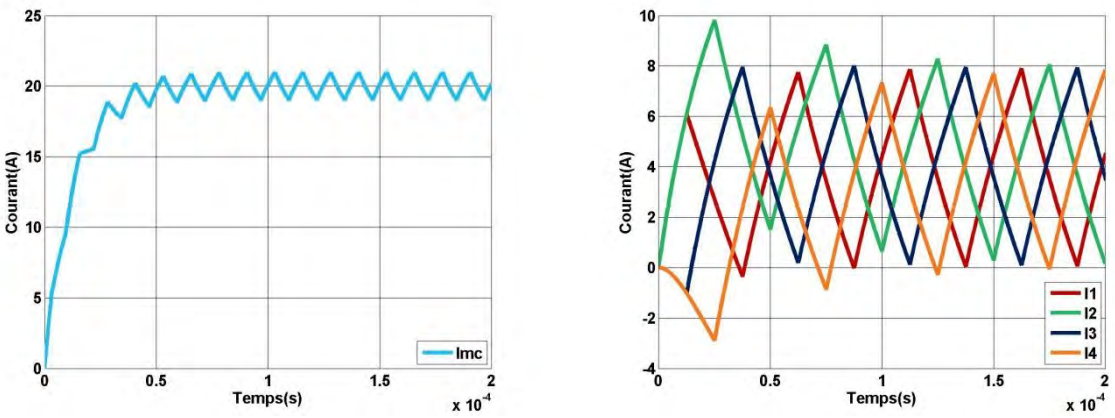
$$k\epsilon[\![1,n]\!] \qquad et \qquad \alpha\epsilon\left[\frac{k-1}{n},\frac{k}{n}\right] \qquad I.\ 9$$

Ainsi par exemple dans le cas $n = 4$ et $\alpha = 0{,}375$, il en suit $\alpha\epsilon[0{,}25\ 0{,}5]$ et $k = 2$. D'où $\alpha^* = 0{,}5$.

Un point défavorable vient du fait que pour une ondulation du courant de sortie fixée il y a une augmentation significative de l'ondulation du courant de chaque bras en fonction de n. Cette augmentation est décrite par l'équation suivante :

$$\frac{\Delta I_{br_{MAX}} / \langle I_{br_{MAX}} \rangle}{\Delta I_{s_{MAX}} / \langle I_{s_{MAX}} \rangle} = n^2 \qquad I.\ 10$$

Afin d'illustrer l'équation I. 10, la Figure I. 11 montre l'ondulation des différents courants d'après la Figure I. 7(a). Ici les rapports cycliques seront fixé à 0,5 (Figure I. 11 (b)) afin d'obtenir la valeur maximale d'ondulation dans les bras et à 0,625 (Figure I. 11 (a)) pour avoir une ondulation maximale en sortie. L'objectif est de comparer cette valeur avec l'ondulation du courant de sortie calculée grâce à l'équation I. 7



(a) (b)

Figure I. 11 : Ondulation du (a) Courant de Sortie et (b) des Courants de Bras avec des Inductances Séparées

Ainsi l'ondulation des courants de bras maximale est de $8\,A$. Par calcul il vient $\Delta I_{s_{MAX}} = 2\ A$, il y a donc bien un rapport 4 entre les deux.

Ces fortes ondulations peuvent impliquer une augmentation conséquente des pertes dans les semi-conducteurs et dans les matériaux magnétiques. Une solution visant à réduire ces pertes est l'utilisation de coupleurs magnétiques pour connecter les bras [LAB][WON][WU]. L'avantage de ces coupleurs est aussi sur la réduction des noyaux magnétiques (grâce à leur mutualisation) comparés aux inductances séparées et donc sur la diminution de la masse totale du convertisseur (I.1.B.4). Un autre point réside sur la dynamique du courant de mode commun car l'inductance équivalente est égale aux n inductances de fuite des bras en parallèle (I.1.B) [LI]. Cependant il faudra s'assurer du fonctionnement en régime linéaire du coupleur, c'est-à-dire d'éviter sa saturation (I.2.B) [BOL09].

I.1.B Coupleurs Magnétiques

Différents moyens de connecter les bras du convertisseur multiniveaux à l'aide de coupleurs peuvent être utilisés [BOU08]. Parmi ces stratégies de couplage, 5 sont présentées ici (i.e. : monolithique, cascade symétrique [ZUM05], parallèle symétrique, cascade cyclique et parallèle cyclique). Pour chacune, une matrice de couplage sera donnée [PAR][ZHU].

I.1.B.1 Cas Général

Dans cette première partie, une formulation générique du couplage sera donnée. La Figure I. 12 présente la structure d'un convertisseur 5-niveaux parallèle couplé.

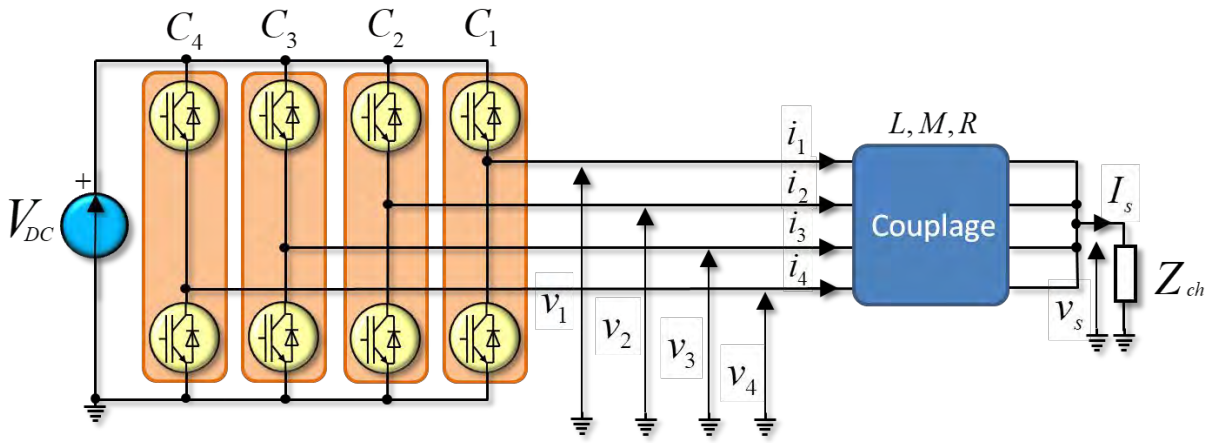


Figure I. 12 : Schéma de Principe du Convertisseur Multiniveaux Couplé

Au vue de l'utilisation du couplage il est possible de déterminer les équations électriques du système comme suit :

$$\begin{cases} V_1 = L_1 \frac{di_1}{dt} - M_{12} \frac{di_2}{dt} - M_{13} \frac{di_3}{dt} - M_{14} \frac{di_4}{dt} + R_1 i_1 + V_s \\ V_2 = L_2 \frac{di_2}{dt} - M_{21} \frac{di_1}{dt} - M_{23} \frac{di_3}{dt} - M_{24} \frac{di_4}{dt} + R_2 i_2 + V_s \\ V_3 = L_3 \frac{di_3}{dt} - M_{31} \frac{di_1}{dt} - M_{32} \frac{di_2}{dt} - M_{34} \frac{di_4}{dt} + R_3 i_3 + V_s \\ V_4 = L_4 \frac{di_4}{dt} - M_{41} \frac{di_1}{dt} - M_{42} \frac{di_2}{dt} - M_{43} \frac{di_3}{dt} + R_4 i_4 + V_s \end{cases} \quad I.\ 11$$

Afin d'obtenir une forme matricielle du système dans toute la suite la formulation suivante sera utilisée:

$$V = \begin{bmatrix} V_1 \\ \vdots \\ V_n \end{bmatrix} \qquad et \qquad I = \begin{bmatrix} i_1 \\ \vdots \\ i_n \end{bmatrix} \quad I.\ 12$$

Ainsi, en combinant les équations I. 11 et I. 12 il en suit l'expression suivante pour un système à n bras avec une impédance Z_{ch} en sortie :

$$V = \begin{pmatrix} L_1 & -M_{12} & \cdots & -M_{1n} \\ -M_{21} & L_2 & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & -M_{(n-1)n} \\ -M_{n1} & \cdots & -M_{n(n-1)} & L_n \end{pmatrix} \frac{dI}{dt} + \begin{pmatrix} R_1 + Z_{ch} & Z_{ch} & \cdots & Z_{ch} \\ Z_{ch} & R_2 + Z_{ch} & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & Z_{ch} \\ Z_{ch} & \cdots & Z_{ch} & R_n + Z_{ch} \end{pmatrix} I \quad I.\ 13$$

Pour des raisons de simplification de modélisation la matrice de couplage du système $\big(Z(s)\big)$ sera exprimée dans le domaine de laplace et définie telle que :

$$V = Z(s) \times I \quad I.\ 14$$

Donc d'après l'équation I. 13 :

$$Z(s) = \begin{pmatrix} L_1 s + R_1 + Z_{ch} & -M_{12} s + Z_{ch} & \cdots & -M_{1n} s + Z_{ch} \\ -M_{21} s + Z_{ch} & L_2 s + R_2 + Z_{ch} & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & -M_{(n-1)n} s + Z_{ch} \\ -M_{n1} s + Z_{ch} & \cdots & -M_{n(n-1)} s + Z_{ch} & L_n s + R_n + Z_{ch} \end{pmatrix} \quad I.\ 15$$

Ainsi dans le cas d'inductances séparées $(M_{ik} = 0, \forall \{i, j\})$ l'équation I. 15 donne bien :

$$Z_{SEP}(s) = \begin{pmatrix} L_1 s + R_1 + Z_{ch} & Z_{ch} & \cdots & Z_{ch} \\ Z_{ch} & L_2 s + R_2 + Z_{ch} & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & Z_{ch} \\ Z_{ch} & \cdots & Z_{ch} & L_n s + R_n + Z_{ch} \end{pmatrix} \quad I.\ 16$$

La suite de l'étude sera réalisée pour des coupleurs symétriques, c'est-à-dire pour $\{i, k\} \in [\![1, n]\!]$ et $i \neq k$:

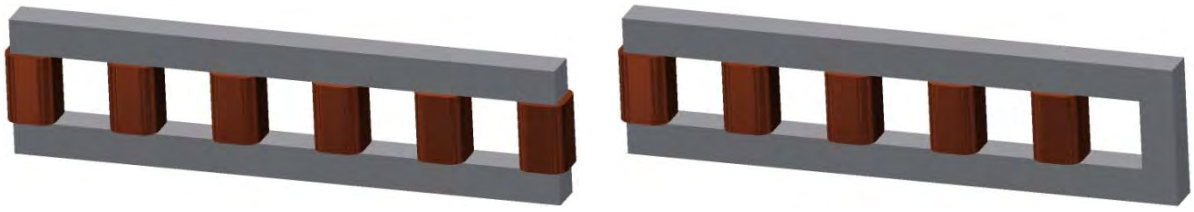
$$L_i = L \qquad M_{ik} = M \qquad R_i = R \quad I.\ 17$$

I.1.B.2 Coupleur Monolithique

En parlant de couplage de bras la solution la plus évidente qui vient à l'esprit est la connexion de tous les bras sur le même noyau magnétique [SAN15]. Le principe d'un coupleur monolithique réside donc dans la connexion de tous les bras du convertisseur sur un seul et unique noyau magnétique [FOR], cependant même si cette solution semble la plus évidente, il en découle des problèmes de réalisation principalement liés à la géométrie du coupleur. Il existe deux grandes catégories de coupleur monolithique : échelle ouverte et échelle fermée (parallélépipédique ou circulaire) [SAN13].

Les topologies en échelle ouverte sont nécessairement asymétriques car les bobinages aux extrema n'ont qu'un seul bobinage adjacent [ZUM03]. Leur circuit magnétique peut être réalisé par usinage et assemblage ou par collage de noyaux standards U, I et E. La Figure I. 13 présente deux structures en échelle ouverte

Pour la première le flux de fuite de chaque bobine est dû aux zones d'air autour du bobinage et des distances inter-bobines. La deuxième vise à augmenter le flux de fuite afin de diminuer les ondulations du courant de sortie en ajoutant une colonne de retour de flux.



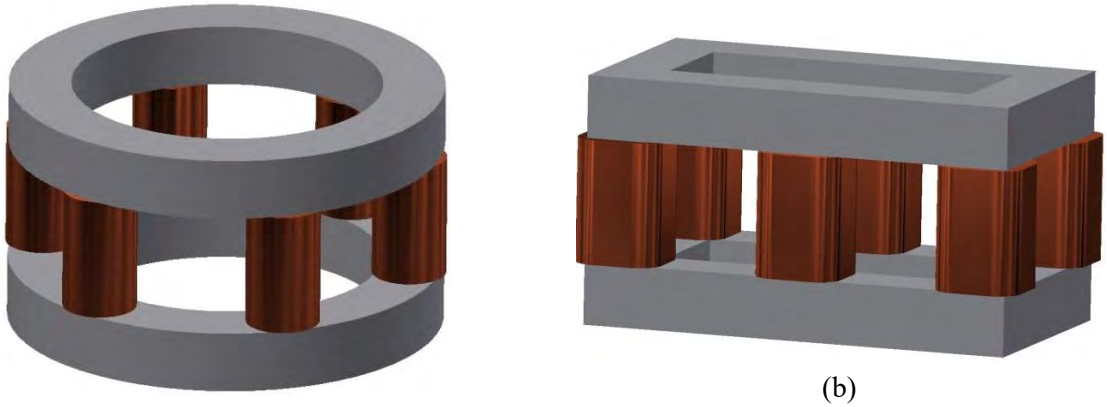
(a) (b)

Figure I. 13 : Topologie de Coupleur Monolithique en (a) Echelle Ouverte et (b) Echelle Ouverte avec une Colonne de Retour de Flux

L'asymétrie énoncée précédemment est responsable d'ondulations déséquilibrées dans les bobinages ainsi que d'une densité de flux transverse dans les zones de culasse dont les valeurs crêtes sont différentes. Ceci peut être responsable d'une saturation locale dans ces régions [SAN15].

Les topologies en échelle fermée présentent l'avantage d'être symétriques mais leur réalisation est plus complexe que les topologies à échelle ouverte. La Figure I. 14 présente deux coupleurs monolithiques en échelle fermée : circulaire et parallélépipédique.

Le problème de la topologie en échelle fermée circulaire est qu'elle utilise des noyaux non standards (de forme cylindrique), une solution à ce problème est la topologie en échelle fermée parallélépipédique qui utilise uniquement des noyaux standards U et I. Cependant cette solution n'est valable que pour un nombre pair de bobines et supérieur ou égal à 4.



(a) (b)

Figure I. 14 : Topologie de Coupleur Monolithique en Echelle Fermée (a) Circulaire et (b) Parallélépipédique

Le point fort du coupleur monolithique réside dans sa puissance massique en fonctionnement nominal, cependant il est très sensible aux défaillances et complexe en terme de fabrication (surtout en échelle fermée).

La suite de ce paragraphe s'intéressera à l'impact d'un point de vue électrique de l'utilisation d'un coupleur monolithique, la Figure I. 15 illustre le couplage mis en jeu pour un coupleur monolithique à 4 bras.

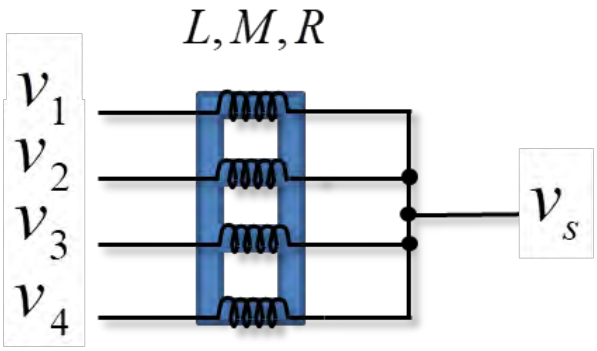


Figure I. 15 : Coupleur Monolithique à 4 Bras

D'après les propriétés énoncées précédemment la matrice de couplage $Z_{MONO}(s)$ est la suivante :

$$Z_{MONO}(s) = \begin{pmatrix} Ls+R+Z_{ch} & -Ms+Z_{ch} & \cdots & -Ms+Z_{ch} \\ -Ms+Z_{ch} & Ls+R+Z_{ch} & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & -Ms+Z_{ch} \\ -Ms+Z_{ch} & \cdots & -Ms+Z_{ch} & Ls+R+Z_{ch} \end{pmatrix} \quad \begin{matrix} \mathbf{Z_1} \\ \mathbf{Z_0} \\ \mathbf{Z_1} \end{matrix} \qquad I.\ 18$$

Dans le paragraphe précédent un des problèmes qui a été mis en lumière était l'ondulation des courants de bras. Afin de déterminer si le couplage a bien permis de réduire

ces ondulations la Figure I. 16 présente les courants de bras d'un convertisseur 5-niveaux parallèle avec les mêmes paramètres que précédemment et :

$$M = 104\ \mu H \qquad R = 0{,}25\ \Omega \qquad R_{ch} = 6{,}25\ \Omega \qquad I.\ 19$$

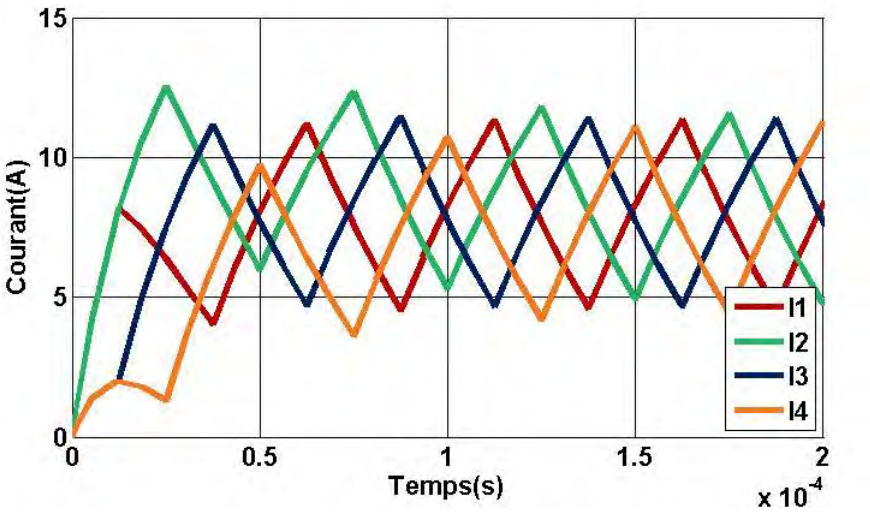


Figure I. 16 : Réponse Temporelle des Courants de Bras avec un Coupleur Monolithique

Ainsi pour une ondulation maximale des courants de bras de $6{,}86\ A$ l'ondulation maximale du courant de sortie est de $4\ A$ ainsi $\Delta I_{br_{MAX}} / \Delta I_{s_{MAX}} = 1{,}72$. Le couplage permet donc bien la réduction de l'ondulation des courants de bras vis-à-vis du courant de sortie.

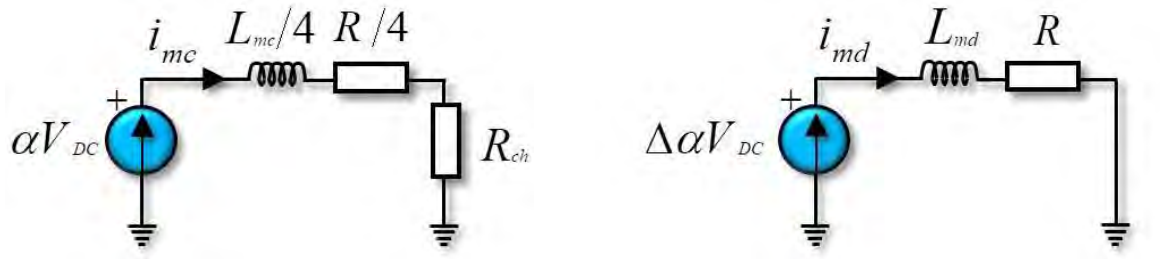
Un autre point important concernant l'utilisation de coupleur est la modification de l'inductance de courant de mode commun ($I_{mc} = \sum_{i=1}^{n} I_i$) et des inductances des courants de modes différentiels ($I_{md1} = I_1 - I_2$, $I_{md2} = I_2 - I_3$ …) car d'après la relation I. 11 et pour un coupeur monolithique symétrique il existe un mode commun et $(n-1)$ modes différentiels de la forme :

$$\begin{cases} \sum_{i=1}^{4} v_i = (L - 3M)\frac{dI_{mc}}{dt} + RI_{mc} + 4v_s \\ v_i - v_{i+1} = (\alpha_i - \alpha_{i+1})V_{DC} = (L + M)\frac{dI_{mdi}}{dt} + RI_{mdi} \end{cases} \qquad I.\ 20$$

Ainsi ces inductances s'expriment :

$$L_{mc} = L - (n-1)M \qquad et \qquad L_{md} = L + M \qquad I.\ 21$$

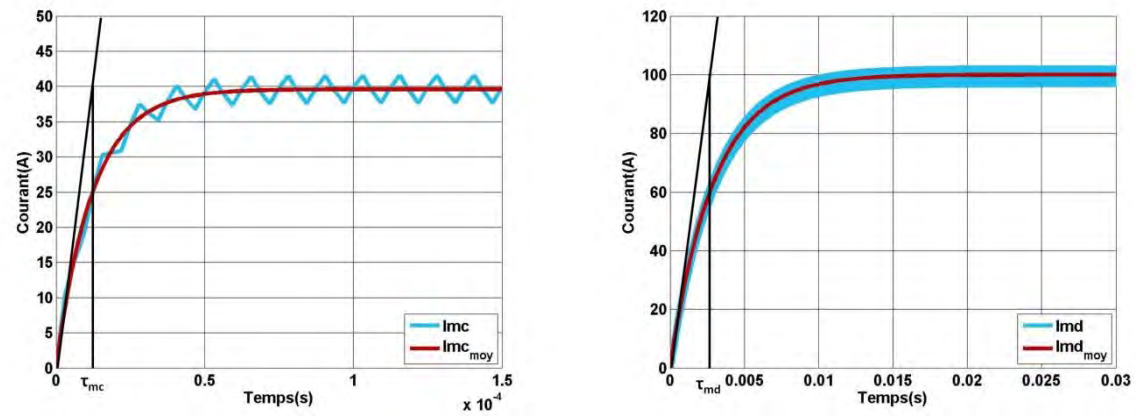
La Figure I. 17 présente les modèles de mode commun et de modes différentiels induits du fait du coupleur avec $\Delta\alpha = \alpha_i - \alpha_{i+1}$.



(a) (b)

Figure I. 17 : Modèle de (a) Mode Commun et (b) Mode Différentiel pour un Convertisseur à 4 Bras avec un Coupleur Monolithique

La Figure I. 18 présente les réponses temporelles des courants de mode commun et de modes différentiels avec un $\Delta\alpha$ de 1% pour une ondulation maximale du courant de sortie ($\alpha = 0{,}625$).



(a) (b)

Figure I. 18 : Formes d'Ondes du Courant de (a) Mode Commun et (b) Mode Différentiel pour un Coupleur Monolithique

De ce fait les constantes de temps mises en jeu sont (avec une impédance de charge ohmique) :

$$\tau_{mc} = \frac{L-3M}{R+4R_{ch}} = 12\ \mu s \qquad et \qquad \tau_{md} = \frac{L+M}{R} = 2.9\ ms \qquad I.\ 22$$

Ainsi l'utilisation de coupleur monolithique permet bien de réduire l'ondulation des courants de bras en améliorant le courant de sortie cependant sa réalisation est sujette à des contre parties. La suite tend à trouver une autre solution à l'aide de coupleur conservant les améliorations mais plus facilement réalisable.

I.1.B.3 Coupleurs Séparés

Afin de résoudre les problèmes de conception liés aux coupleurs monolithiques, il est possible de mettre en place d'autres types de couplage composés uniquement de coupleurs séparés à deux bobines [BOU09]. Du fait qu'ils comportent uniquement deux bobinages ils sont donc plus facilement réalisables (plus de problème d'échelle ouverte ou fermée) et deviennent alors modulables.

Il existe différentes façons de réaliser ces coupleurs à l'aide de noyaux standard [MEY10]. La Figure I. 19 montre trois coupleurs : un réalisé à l'aide de tore, un à l'aide de noyau UI et un autre à l'aide de noyau EE.

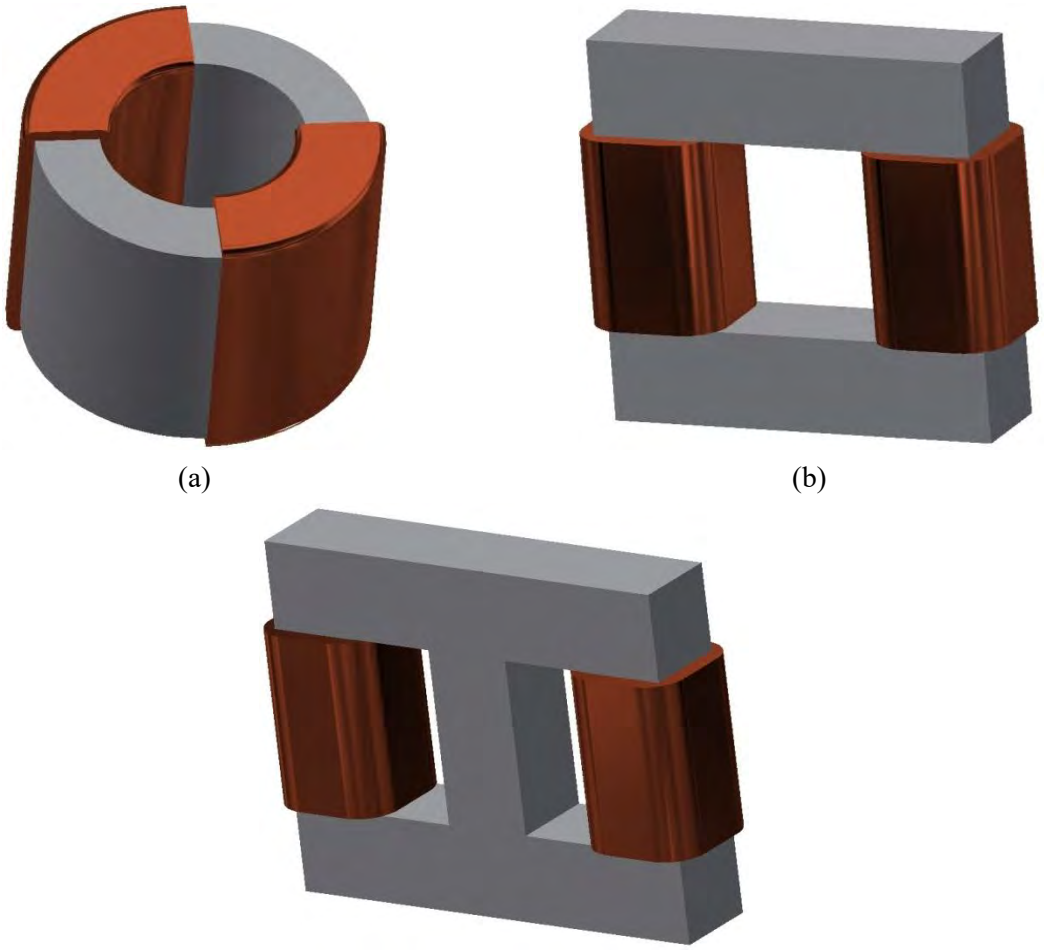
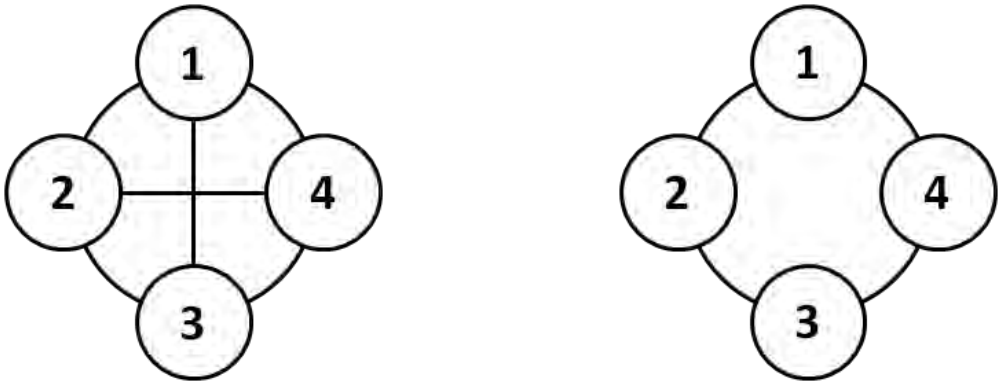


Figure I. 19 : Coupleurs Séparées à base de (a) Tore (b) UI et (c) EE

Les deux premières structures sont équivalentes d'un point de vue du flux de fuite cependant la deuxième (Figure I. 19(b)) permet l'ajout d'entrefer permettant d'augmenter le flux de fuite et ainsi la robustesse du coupleur. La troisième structure permet une meilleure concentration du flux par rapport aux deux autres mais implique une augmentation de l'encombrement et du coût [SAN15].

Il existe deux grandes familles de couplage basées sur des coupleurs séparés : symétrique et cyclique. La Figure I. 20 montre la connexion entre les bras pour chacun de ces couplages. Le couplage symétrique consiste à connecter tous les bras ensemble tandis que le couplage cyclique ne connecte que les bras adjacents entre eux (le 1 avec le 2 et le 4, le 2 avec le 1 et le 3 et cetera).



(a) (b)

Figure I. 20 : Stratégie de Couplage (a) Symétrique et (b) Cyclique

I.1.B.3.A Couplage Symétrique

Le couplage symétrique à l'instar du coupleur monolithique consiste à relier tous les bras ensemble mais en utilisant des coupleurs séparés. Il existe deux familles de couplage symétrique : cascade et parallèle.

a) Couplage Cascade Symétrique

La Figure I. 21 présente le schéma de structure d'un couplage cascade symétrique pour un exemple à 4 bras.

En appliquant la même méthode que précédemment, la matrice de couplage $Z_{CS}(s)$ est telle que :

$$Z_{CS}(s) = \begin{pmatrix} (n-1)(Ls+R)+Z_{ch} & -Ms+Z_{ch} & \cdots & -Ms+Z_{ch} \\ -Ms+Z_{ch} & (n-1)(Ls+R)+Z_{ch} & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & -Ms+Z_{ch} \\ -Ms+Z_{ch} & \cdots & -Ms+Z_{ch} & (n-1)(Ls+R)+Z_{ch} \end{pmatrix} \quad I.\ 23$$

En posant :

$$L_{CS} = (n-1)L \qquad et \qquad R_{CS} = (n-1)R \qquad I.\ 24$$

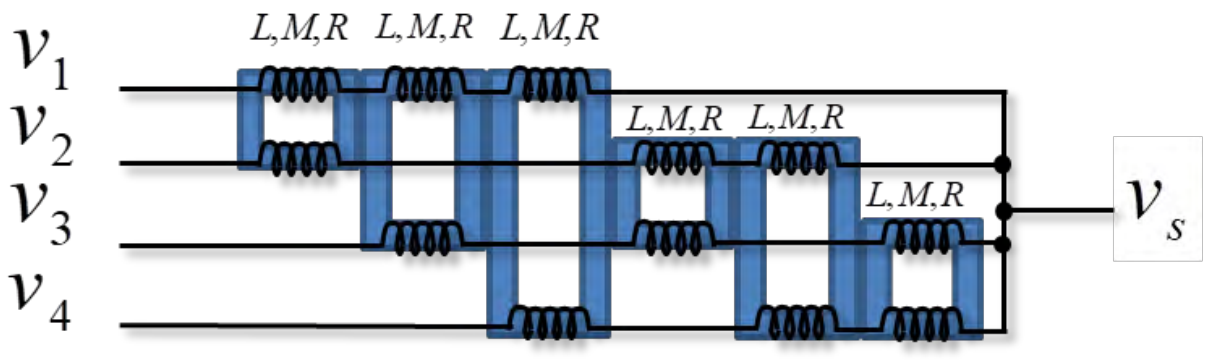


Figure I. 21 : Couplage Cascade Symétrique à 4 Bras

Il vient :

$$Z_{CS}(s) = Z_{mono}(s) \qquad I.\ 25$$

Les formes d'ondes sont donc équivalentes au cas du coupleur monolithique à 4 bras avec :

$$L_{mc} = 3(L - M) \qquad et \qquad L_{md} = 3L + M \qquad I.\ 26$$

L'avantage du couplage cascade symétrique est qu'il présente un bon filtrage du courant avec une inductance de fuite plus importante.

b) Couplage Parallèle Symétrique

La Figure I. 22 présente le schéma de structure d'un couplage parallèle symétrique pour un exemple à 4 bras.

Ainsi la matrice de couplage $Z_{PS}(s)$ vaut :

$$Z_{PS}(s) = \begin{pmatrix} Ls + R + Z_{ch} & -\frac{1}{n-1}Ms + Z_{ch} & \cdots & -\frac{1}{n-1}Ms + Z_{ch} \\ -\frac{1}{n-1}Ms + Z_{ch} & Ls + R + Z_{ch} & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & -\frac{1}{n-1}Ms + Z_{ch} \\ -\frac{1}{n-1}Ms + Z_{ch} & \cdots & -\frac{1}{n-1}Ms + Z_{ch} & Ls + R + Z_{ch} \end{pmatrix} \qquad I.\ 27$$

En posant :

$$M_{PS} = \frac{M}{n-1} \qquad I.\ 28$$

Il s'en suit :

$$Z_{PS}(s) = Z_{mono}(s) \qquad I.\ 29$$

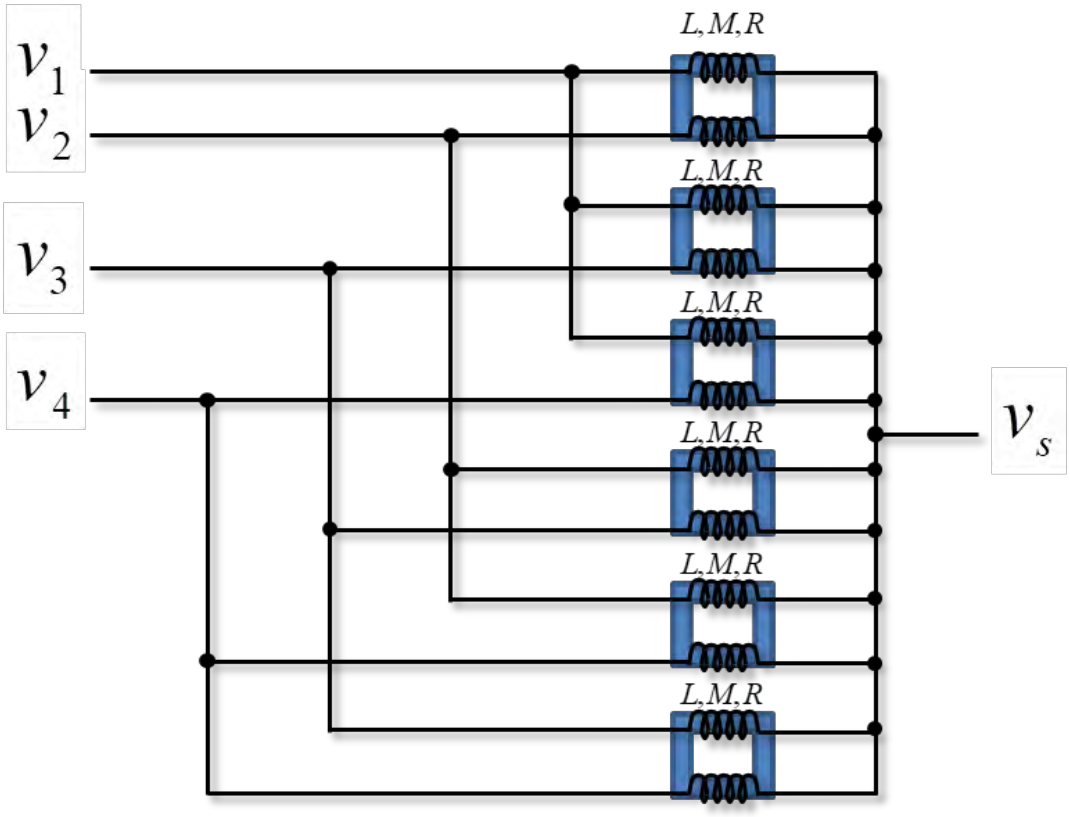


Figure I. 22 : Couplage Parallèle Symétrique à 4 Bras

Le couplage parallèle symétrique est utilisé pour les applications à fort courant du fait de la parallélisation des coupleurs sur chaque bras.

Cependant le problème du couplage symétrique est le nombre de coupleurs qu'il nécessite $\left(n(n-1)/2\right)$, ainsi la puissance massique est réduite mais il permet de recréer un coupleur monolithique sans les problèmes de conception qui lui sont associés.

I.1.B.3.B Couplage Cyclique

La dernière stratégie de couplage est basée sur le couplage symétrique mais a pour objectif la réduction du nombre de coupleurs [BOU08]. Tous les bras ne sont plus connectés entre eux, ils sont connectés deux à deux avec ceux qui leurs sont juxtaposés. Tout comme le couplage symétrique il existe deux familles : cascade et parallèle.

a) Couplage Cascade Cyclique

Sa structure est donnée sur la Figure I. 23 pour une topologie à 4 bras.

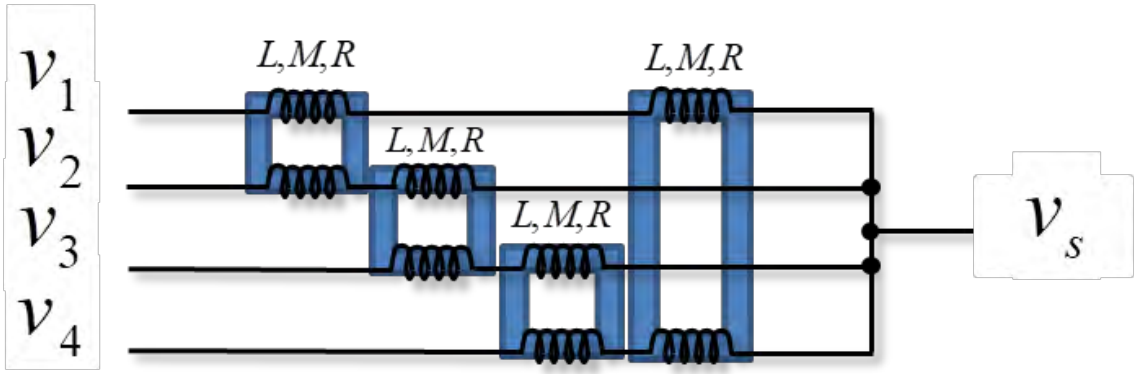


Figure I. 23 : Couplage Cascade Cyclique à 4 Bras

Il en découle la matrice de couplage $Z_{CC}(s)$ suivante :

$$Z_{CC}(s) = \begin{pmatrix} 2Ls+2R+Z_{ch} & -Ms+Z_{ch} & 0 & \cdots & 0 & -Ms+Z_{ch} \\ -Ms+Z_{ch} & 2Ls+2R+Z_{ch} & \ddots & \ddots & \vdots & 0 \\ 0 & \ddots & \ddots & \ddots & 0 & \vdots \\ \vdots & 0 & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & -Ms+Z_{ch} \\ -Ms+Z_{ch} & 0 & \cdots & 0 & -Ms+Z_{ch} & 2Ls+2R+Z_{ch} \end{pmatrix} \quad I.\ 30$$

Afin de déterminer si le couplage permet bien de réduire les ondulations des courants de bras comme les autres couplages, la Figure I. 24 présente les courants de bras d'un convertisseur 5-niveaux parallèle avec les mêmes paramètres que précédemment et :

$$L = 313\ \mu H \qquad et \qquad M = 156\ \mu H \qquad I.\ 31$$

Ainsi pour une ondulation des courants de bras de $7{,}93\ A$ l'ondulation du courant de sortie maximale est de $4\ A$ ainsi $\Delta I_{br_{MAX}} / \Delta I_{s_{MAX}} = 1{,}98$. Tout comme le coupleur monolithique le couplage cascade cyclique permet la réduction de l'ondulation des courants de bras vis-à-vis du courant de sortie.

Les inductances de mode commun et de modes différentiels sont déterminées comme dans le cas d'un coupleur monolithique d'après la relation suivante

$$\begin{cases} \sum_{i=1}^{4} v_i = 2(L-M)\frac{dI_{mc}}{dt} + 2RI_{mc} + 4v_s \\ v_i - v_{i+1} = (\alpha_i - \alpha_{i+1})V_{DC} = (2L+M)\frac{dI_{mdi}}{dt} + 2RI_{mdi} \end{cases} \quad I.\ 32$$

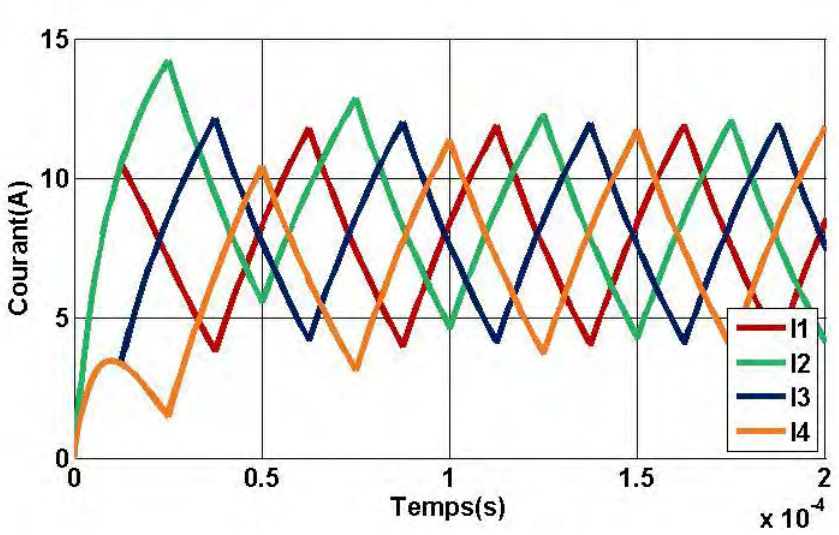
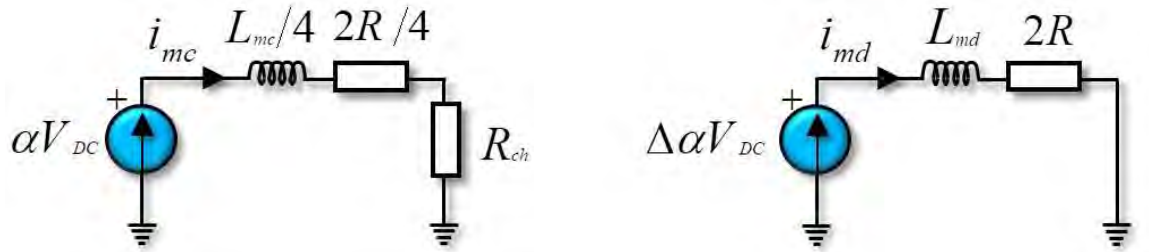


Figure I. 24 : Réponse Temporelle des Courants de Bras avec un Couplage Cascade Cyclique

Ces inductances s'expriment donc :

$$L_{mc} = 2(L - M) \qquad et \qquad L_{md} = 2L + M \qquad I.\ 33$$

La Figure I. 25 présente les modèles de mode commun et de modes différentiels résultants du couplage.



(a) (b)

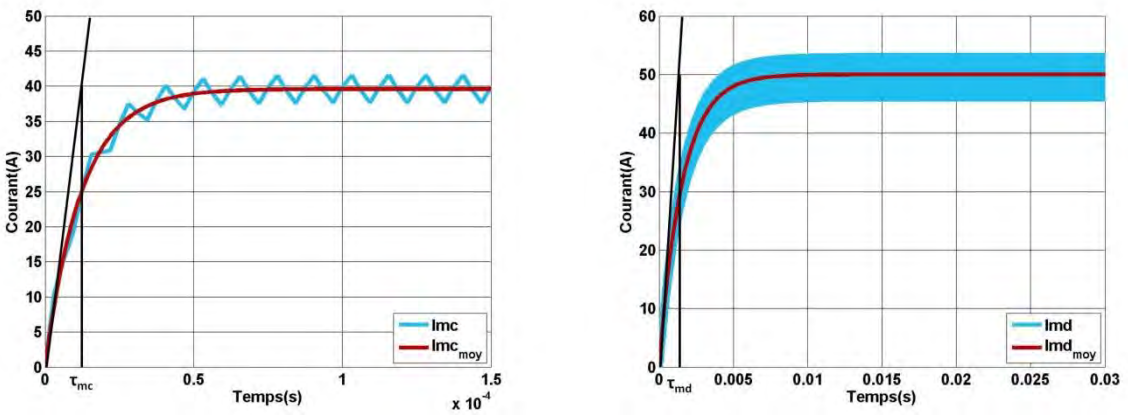
Figure I. 25 : Modèle de (a) Mode Commun et (b) Mode Différentiel pour un Convertisseur à 4 Bras avec un Couplage Cascade Cyclique

La Figure I. 26 présente les réponses temporelles des courants de mode commun et de modes différentiels avec un $\Delta\alpha$ de forme échelon de 1%.

Les constantes de temps sont donc :

$$\tau_{mc} = \frac{2(L-M)}{2R+4R_{ch}} = 12\ \mu s \qquad et \qquad \tau_{md} = \frac{2L+M}{2R} = 1{,}6\ ms \qquad I.\ 34$$

Tout comme le coupleur monolithique l'utilisation du couplage cascade cyclique permet la réduction de l'ondulation des courants de bras en améliorant le courant de sortie.



(a) (b)

Figure I. 26 : Formes d'Ondes du Courant de(a) Mode Commun et (b) Mode Différentiel pour un Couplage Cascade Cyclique

b) Couplage Parallèle Cyclique

La Figure I. 27 présente le schéma de structure d'un couplage parallèle symétrique pour un exemple à 4 bras.

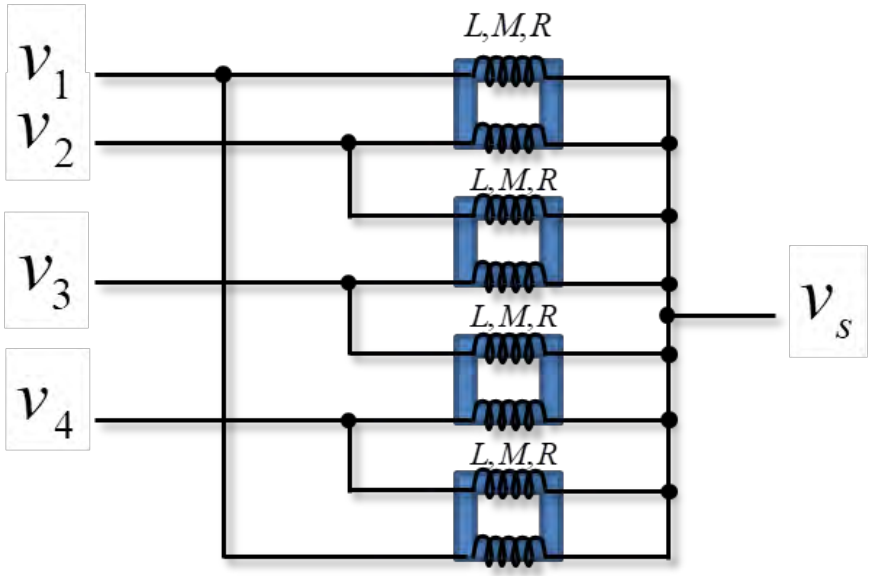


Figure I. 27 : Couplage Parallèle Cyclique à 4 Bras

La matrice de couplage $Z_{PC}(s)$ s'écrit :

$$Z_{PC}(s) = \begin{pmatrix} Ls + R + Z_{ch} & -\frac{1}{2}Ms + Z_{ch} & \cdots & -\frac{1}{2}Ms + Z_{ch} \\ -\frac{1}{2}Ms + Z_{ch} & Ls + R + Z_{ch} & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & -\frac{1}{2}Ms + Z_{ch} \\ -\frac{1}{2}Ms + Z_{ch} & \cdots & -\frac{1}{2}Ms + Z_{ch} & Ls + R + Z_{ch} \end{pmatrix} \quad I.\ 35$$

En posant :

$$L_{PC} = \frac{L}{2} \qquad M_{PC} = \frac{M}{2} \qquad R_{PC} = \frac{R}{2} \quad I.\ 36$$

Il en suit :

$$Z_{PC}(s) = Z_{CC}(s) \quad I.\ 37$$

Les formes d'ondes sont donc équivalentes au cas du couplage cascade cyclique à 4 bras avec :

$$L_{mc} = L - M \qquad et \qquad L_{md} = L + \frac{M}{2} \quad I.\ 38$$

L'avantage de ces deux stratégies est la réduction du nombre de noyaux magnétiques par rapport au couplage symétrique. En effet le nombre total de noyau est réduit de $n(n-1)/2$ coupleurs séparés à n. Cette solution offre donc un compromis entre la réduction de la masse et de l'encombrement comparé au couplage symétrique ainsi que la facilité de réalisation comparée au coupleur monolithique. Un des défauts du couplage cyclique est qu'il présente une faible capacité de filtrage du fait de la faible inductance de mode commun [SAN15].

I.1.B.4 Comparaison

Durant l'étude sur les couplages il a été montré que toutes les types de couplage permettent la réduction de l'ondulation des courants de bras ainsi que l'amélioration des formes d'ondes du courant de sortie avec l'apparition d'une plus ou moins grande inductance de mode commun. Cependant cette réduction d'inductance est aussi responsable de l'augmentation de l'ondulation du courant de sortie. Il a aussi été montré l'apparition de modes différentiels dont les constantes de temps sont très différentes de celle du courant de mode commun (cette différence est d'autant plus grande que l'inductance de fuite est faible).

De plus d'un point de vue structurel les types de couplages présentent de fortes différences. Le Tableau I. 1 présente une comparaison non exhaustive entre ces types de couplage [SAN15].

	Type de couplage			
	Monolithique	**Cascade**	**Parallèle**	**Inductance Séparée**
Puissance Massique	++	-	--	+
Modularité	--	+	+	++
Robustesse	++	++	++	++
Réalisation	-	++	++	+

Tableau I. 1 : Comparaison Qualitative des Types de Couplages

I.2 Modélisation Directe du Système

La commande de ce type de structure impose de modéliser le convertisseur afin d'obtenir la fonction de transfert du système [BOL10]. La Figure I. 28 montre le schéma bloc en boucle ouverte du convertisseur multiniveaux avec la matrice $Z(s)$ dépendante du couplage ($Z_{SEP}(s)$ ou $Z_{MONO}(s)$ ou $Z_{CS}(s)$ ou $Z_{PS}(s)$ ou $Z_{CC}(s)$ ou $Z_{PC}(s)$) et :

$$\alpha = \begin{bmatrix} \alpha_1 \\ \vdots \\ \alpha_n \end{bmatrix} = \frac{V}{V_{DC}} \qquad I.\ 39$$

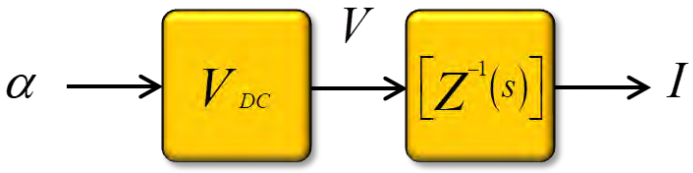


Figure I. 28 : Schéma Bloc en Boucle Ouverte du Convertisseur Multiniveaux

I.2.A Influence des Déséquilibres

Du fait de fortes interactions naturelles au sein du système il est essentiel de préserver un équilibre entre les différents courants de bras. Un déséquilibre entre les bras peut être expliqué par différents phénomènes. Le point important concernant l'équilibrage des bras étant les courants moyens circulant dans les coupleurs. L'étude suivante se concentrera sur deux cas source de déséquilibres : une différence d'ordres de commande et une différence de résistances de bras [ADA12][SOL]. Afin de mettre en évidence ce problème le modèle moyen d'un convertisseur 3-Niveaux parallèle (cf. Figure I. 29) sera analysé en régime permanent.

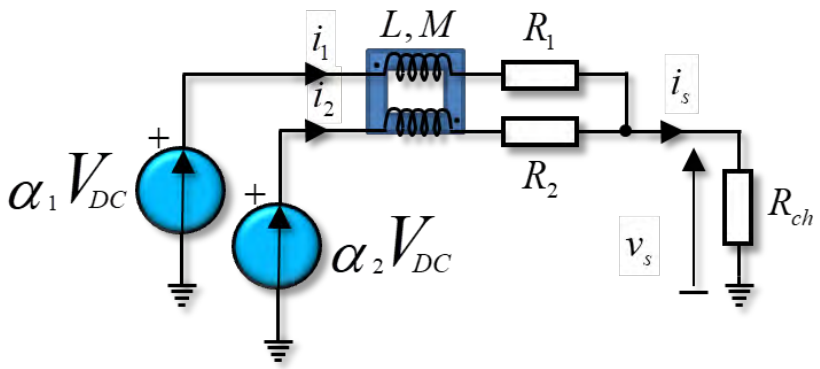


Figure I. 29 : Modèle Moyen d'un Convertisseur 3-Niveaux Parallèle

I.2.A.1 Différence de Rapports Cycliques (R_1=R_2 dans ce cas)

Un différentiel d'ordres de commande est appliqué sur un système équilibré. Le courant différentiel en régime permanent crée est alors de la forme :

$$I_{md} = I_1 - I_2 = \frac{V_{DC}(\alpha_1 - \alpha_2)}{R} \qquad I.\ 40$$

Ainsi afin d'obtenir un courant différentiel moyen nul il faut impérativement s'assurer que $\alpha_1 = \alpha_2$.

La Figure I. 30 présente l'évolution temporelle de ce courant différentiel en utilisant les paramètres suivants :

$$V_{DC} = 100\ V \qquad \alpha_1 = 0{,}6 \qquad \alpha_2 = 0{,}4 \qquad R = 0{,}25 \qquad I.\ 41$$

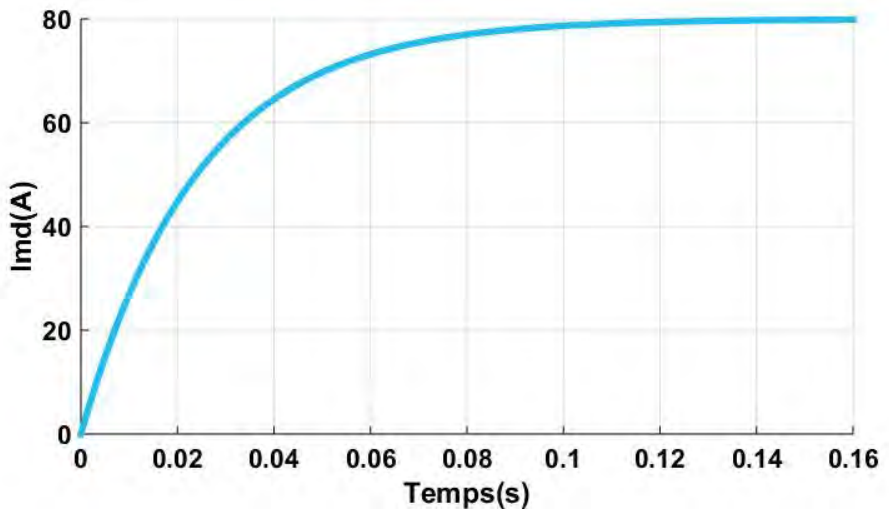


Figure I. 30 : Evolution du Courant Différentiel pour un Convertisseur Parallèle 3-Niveaux avec une Différence d'Ordres de Commande

Ainsi $I_{md} = 80\ A$ en régime permanent.

Le courant différentiel est donc bien proportionnel à la différence de rapport cyclique. Cette différence peut avoir diverses origines telles que le circuit de génération du rapport cyclique (analogique/numérique), la dynamique de commutation des semi-conducteurs ou encore directement la commande rapprochée des interrupteurs.

I.2.A.2 Différence de Résistances de Bras (α_1=α_2 dans ce cas)

Dans ce cas, l'hypothèse choisie ici est que tous les ordres de commandes sont identiques cependant les résistances de bobinages du coupleur sont différentes (cette supposition vient du fait qu'il est impossible de réaliser des coupleurs magnétiques avec exactement les mêmes paramètres). De ce fait, en régime permanent le courant différentiel s'exprime sous la forme :

$$I_{md} = I_1 - I_2 = \frac{\alpha V_{DC}(R_2 - R_1)}{R_1 R_2 + R_c\ (R_1 + R_2)} \qquad I.\ 42$$

Cette relation montre que l'annulation du courant différentiel implique nécessairement $R_1 = R_2$.

La Figure I. 31 représente la réponse temporelle du courant différentiel après application des paramètres suivant ($V_{DC} = 100\ V$):

$$\alpha = 0{,}5 \qquad R_1 = 0{,}25 \qquad R_2 = 0{,}5 \qquad R_c = 10 \qquad I.\ 43$$

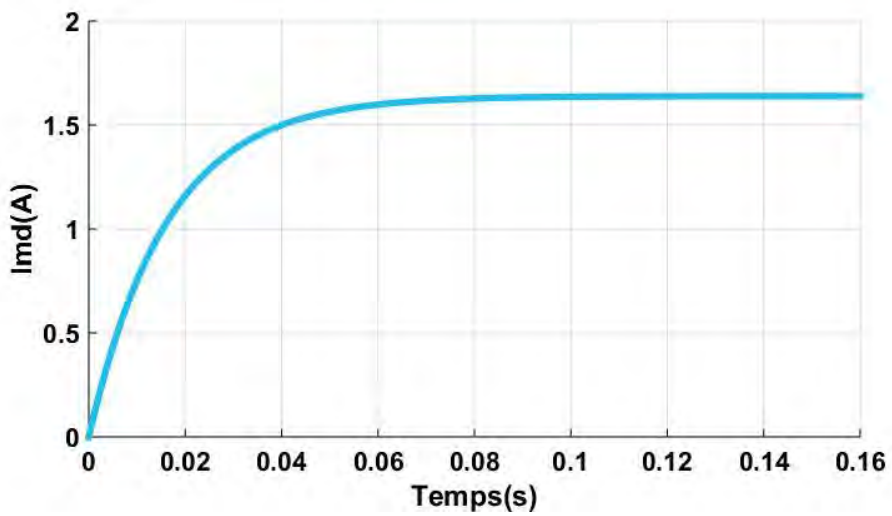


Figure I. 31 : Evolution du Courant Différentiel pour un Convertisseur Parallèle 3-Niveaux avec une Différence de Résistances de Bras

Ainsi $I_{md} = 1{,}64\ A$ en régime permanent.

I.2.A.3 Différence des Tensions de Seuil

Il peut s'ajouter à ces problèmes, une différence de tension de seuil des semi-conducteurs (voir équation I. 44) ou des problèmes liés au modulateur (ces problèmes seront explicités dans I.3.B).

$$I_{md} = I_1 - I_2 = \frac{(\alpha - 1)(V_{s1} - V_{s2})}{R} \qquad I.\ 44$$

Ces deux tests ont montré qu'un déséquilibre entre les paramètres conduit à l'apparition de courant différentiel. Cependant ces problèmes ont été traités indépendamment ce qui ne se produit pas réellement. En effet ils peuvent être présents en même temps. Ainsi en considérant à la fois une différence d'ordres de commande et de résistances de bras les relations I. 40 et I. 42 deviennent plus complexe :

$$I_{md} = V_{DC} \frac{\alpha_1 R_2 - \alpha_2 R_1 + 2R_c\ (\alpha_1 - \alpha_2)}{R_1 R_2 + R_c\ (R_1 + R_2)} \qquad I.\ 45$$

Pour pallier à ce problème il sera proposé d'autres types de représentation dans le chapitre II.

I.2.B Saturation Magnétique du Noyau des Coupleurs

Le phénomène de saturation a été évoqué dans le paragraphe I.1.B. En effet un noyau magnétique est soumis à un flux maximal et donc à un courant maximal (car celui-ci est image du flux) le traversant. Ce courant maximal dépend directement du produit des aires du noyau magnétique et plus spécifiquement de l'aire du noyau. Ainsi pour une inductance la relation est la suivante [MEY15] :

$$A_e = \frac{LI}{n_t B_{sat}} \qquad I.\ 46$$

Avec :

$$\begin{cases} A_e & \text{l aire du noyau} \\ L & \text{l inductance de la bobine} \\ I & \text{le courant maximal de l inductance} \\ n_t & \text{le nombre de tour} \\ B_{sat} & \text{le champ de saturation du matériau} \end{cases}$$

D'après I. 46, le courant maximal est limité par l'aire du noyau afin de ne pas saturer ce dernier. La Figure I. 32 présente le schéma d'un convertisseur à 2 bras avec l'utilisation d'inductances saturables.

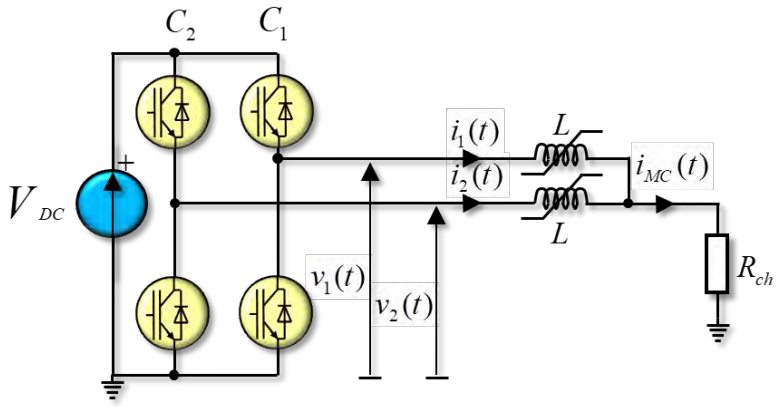


Figure I. 32 : Convertisseur 3-Niveaux Parallèle avec Inductances Saturables

Le modèle d'inductance saturable est celui utilisé sous PLECS et est donné sur la Figure I. 33

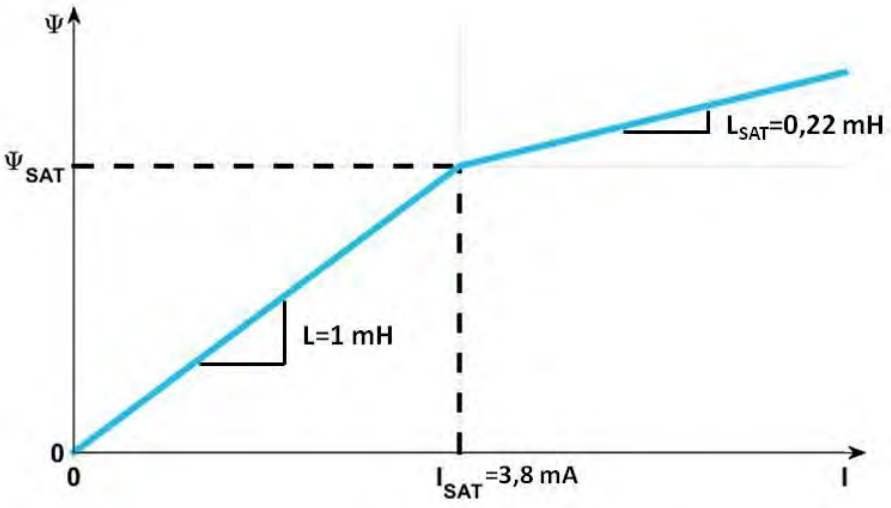


Figure I. 33 : Modèle d'Inductance Saturable

Il a été montré dans le paragraphe précédent qu'une différence de rapport cyclique amenait à la création de courant différentiel. Afin de déterminer l'influence de la saturation un écart de 1% de rapport cyclique sera appliqué sur les interrupteurs à $t = 1\ ms$. La Figure I. 34 montre l'évolution des courants de bras lors de l'application d'un $\Delta\alpha$ à 1 ms.

Avant 1 ms les deux inductances ne sont pas saturées et présentent la même ondulation ($\Delta I = 1{,}2\ A$). Cependant après l'application du $\Delta\alpha$ le courant du bras 1 se voit augmenté ce qui sature son inductance. Il n'est donc plus de forme triangulaire et présente de plus grandes valeurs crête d'ondulation ($\Delta I_1 = 2{,}9\ A$) du fait d'une inductance plus faible en régime saturé, tandis que l'ondulation du bras 2 (qui n'est pas saturé) n'a pas changée ($\Delta I_2 = 1{,}2\ A$).

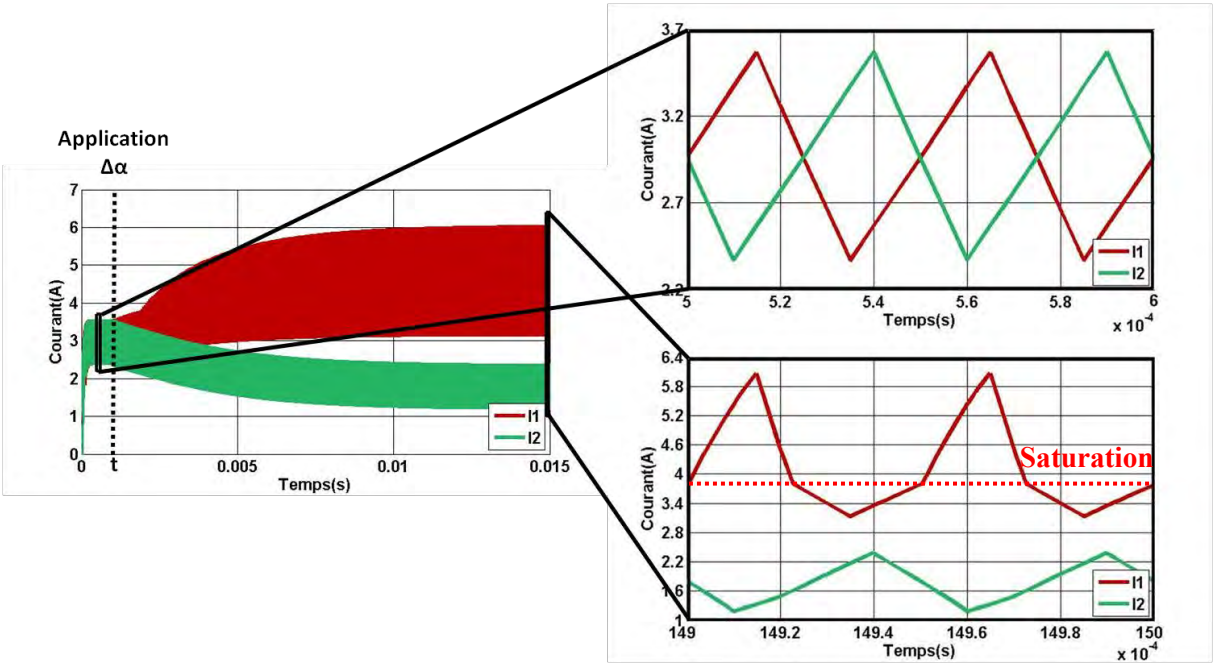


Figure I. 34 : Evolution de l'Ondulation des Courants de Bras Avant et Après Saturation

La relation I. 46 est d'autant plus valable avec l'augmentation du nombre de bobines présentes sur le noyau. L'équation I. 47 donne l'évolution de la relation précédente pour un coupleur à 2 enroulements [MEY15] :

$$A_e = \frac{L_f I_{mc} + M I_{md}}{n_t B_{sat}} \qquad I.\ 47$$

Avec :

$$\begin{cases} L_f \text{ l'inductance de fuite} \\ M \text{ l'inductance mutuelle} \\ I_{mc} = I_1 + I_2 \\ I_{md} = |I_1 - I_2| \end{cases}$$

Plus le système est couplé et plus L_f est faible par rapport à M. De ce fait afin de réduire la taille du noyau magnétique et par conséquent son poids il est important d'annuler le courant différentiel I_{md}.

Ainsi l'ajout de cellules de commutation en parallèle n'a pas que des avantages, un des principaux inconvénients de cette structure est l'ajout de variables de contrôle interne (à cause de l'augmentation du nombre de rapports cycliques). Ce point peut entrainer des déséquilibres dus aux différences entre les inductances de connexion utilisées ou encore entre les semi-conducteurs. De même une légère différence de génération des ordres de commandes (i.e. une variation entre les rapports cycliques) peut aussi être la source d'un déséquilibre problématique [GAU].

I.3 Modulation

Dans le paragraphe I.1.B la possibilité d'augmenter la fréquence apparente du courant de sortie en utilisant une commande entrelacée a été évoquée. Ce paragraphe tend à expliquer quelles sont les configurations possibles des porteuses afin d'obtenir cet entrelacement ainsi que l'impact de la mise à jour des rapports cycliques sur les formes d'ondes au vue de ces configurations

I.3.A Stratégies de Modulation

Les stratégies de commande de convertisseur multiniveaux explicitées ici seront basées sur de la modulation à largeur d'impulsion [EWA][FRA]. Pour des facilités de compréhension la commande sera séparée en deux parties : le modulateur et le générateur d'ordres de commande. Pour certains cas la présence du générateur n'est pas nécessaire mais pour d'autre il peut être une machine d'état plus ou moins complexe en fonction du nombre de variables de régulation possibles afin de choisir la configuration optimale.

I.3.A.1 Modulation Phase Shifted

Le principe de la modulation phase shifted (PS) consiste à déphaser toutes les porteuses entre elles d'un angle de $2\pi/n$ radian [SHI]. Ces porteuses ont la même amplitude que dans le cas classique (Figure I. 3), cependant il y a maintenant n rapports cycliques et n porteuses comparés entre eux comme le montre la Figure I. 35 pour un cas à 5-niveaux. Ici l'utilisation du générateur d'ordres n'est pas nécessaire car la modulation fournie directement les états des cellules.

La Figure I. 36 illustre les formes d'ondes des porteuses pour ce type de modulation dans un cas à 4 bras.

Cette figure montre que la porteuse 2 est déphasée de $2\pi/4$ par rapport à la porteuse 1, que la porteuse 3 est déphasée de $2 \times 2\pi/4$ et ainsi de suite. Dans ce cas les porteuses évoluent toutes entre 0 et 1 (fonctionnement hacheur) mais il est possible d'adapter l'amplitude des porteuses entre -1 et 1 afin d'avoir un fonctionnement en onduleur.

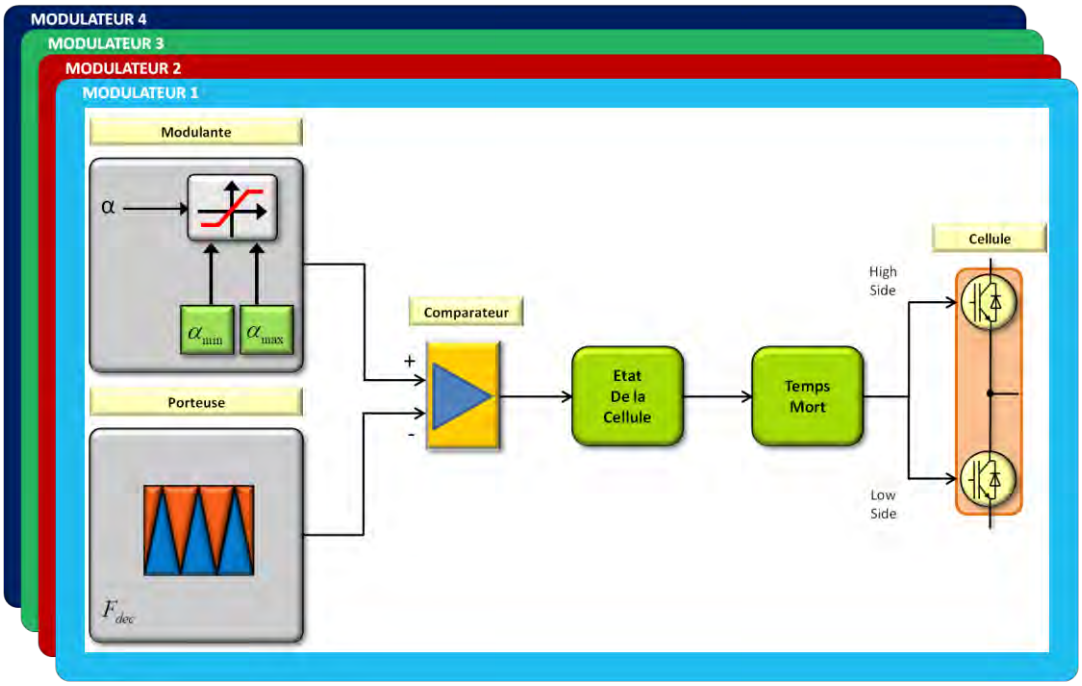


Figure I. 35 : Modulateur PS 5-Niveaux

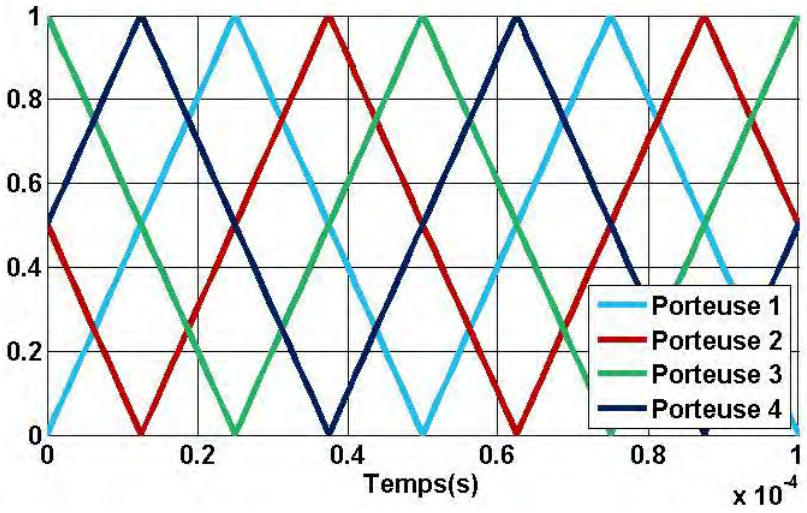


Figure I. 36 : Modulation PS

I.3.A.2 Modulation Phase Disposition et Phase Opposition Disposition

Dans le cas de systèmes triphasés, on peut envisager deux autres stratégies de modulation : la modulation phase disposition (PD) ou la modulation phase opposition disposition (POD), car en triphasé la modulation PS produit des altérations sur les harmoniques de la tension de sortie [MEY15]. Ces deux techniques consistent à avoir n

porteuses d'amplitude $1/n$ décalées les unes par rapport aux autres d'un offset de $1/n$ (cas hacheur). Dans le cas PD, les porteuses sont toutes en phase [COU12] tandis que dans le cas POD elles sont successivement déphasées de 180° [QUA]. La Figure I. 37 et la Figure I. 38 montrent la répartition des porteuses pour ces deux types de modulation pour 4 bras, ces porteuses ont donc une amplitude de $1/4$ et un offset de $(i-1)/4$.

Contrairement à la modulation PS ces deux stratégies de modulation ne fournissent pas des combinaisons d'ordres de commande mais des niveaux (dépendants du numéro de la porteuse). Ainsi lorsque le rapport cyclique se situe dans la bande de la porteuse 1 le niveau vaut 1 ou 0, lorsqu'il se situe dans la bande de la porteuse 2 le niveau vaut 2 ou 1 et ainsi de suite. Le niveau varie donc entre 0 et n.

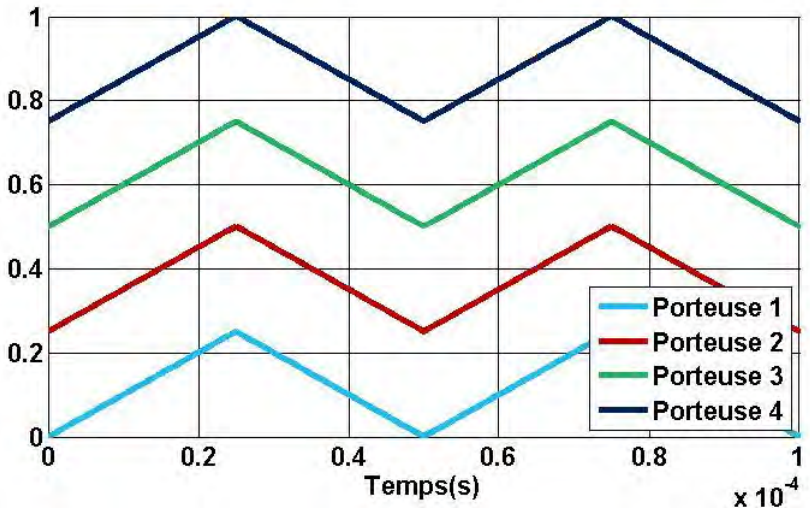


Figure I. 37 : Modulation PD

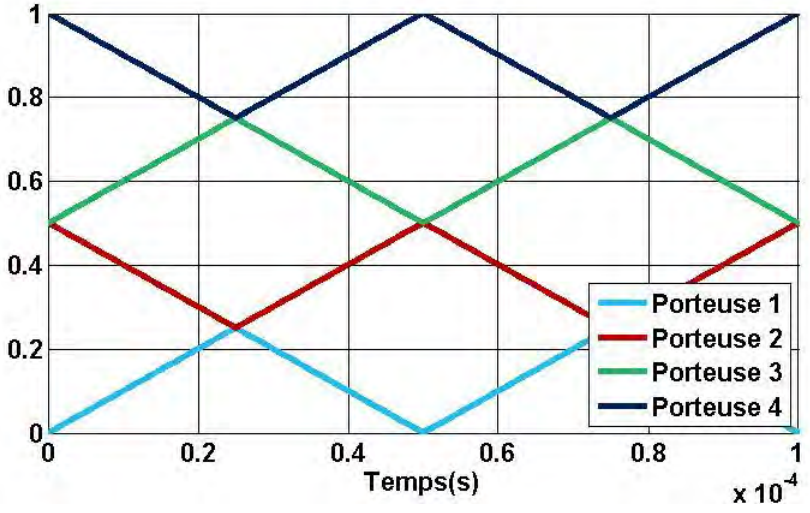


Figure I. 38 : Modulation POD

Du fait de la présence de ces niveaux en sortie du modulateur l'utilisation d'un générateur d'ordres est ici obligatoire. Dans les deux cas il s'agira d'une machine d'état dont le but sera de déterminer l'état optimal du convertisseur [MCG]. La Figure I. 39 présente cette machine d'état dans le cas d'un convertisseur à 4 cellules de commutation.

L'état 1111 indique que tous les interrupteurs high side sont passant ce qui implique un niveau 4 en sortie du modulateur. Dans le cas contraire (0000) les interrupteurs high side sont bloqués, ceci est dû à un état 0 en sortie du modulateur. Pour les autres niveaux de tension il y peut y avoir plusieurs configurations possibles en fonction de la structure de conversion utilisée, le choix de la configuration s'effectuera en fonction d'un cycle de fonctionnement. Un point important de ce générateur d'ordre est qu'il autorise uniquement le changement d'état d'un seul interrupteur (bleu ciel pour la cellule 1, rouge pour la 2, vert pour la 3 et bleu marine pour la 4) pour changer de niveau de tension afin de réduire le nombre de commutation. Ainsi il est impossible de passer à l'état 1100 en étant en 0111.

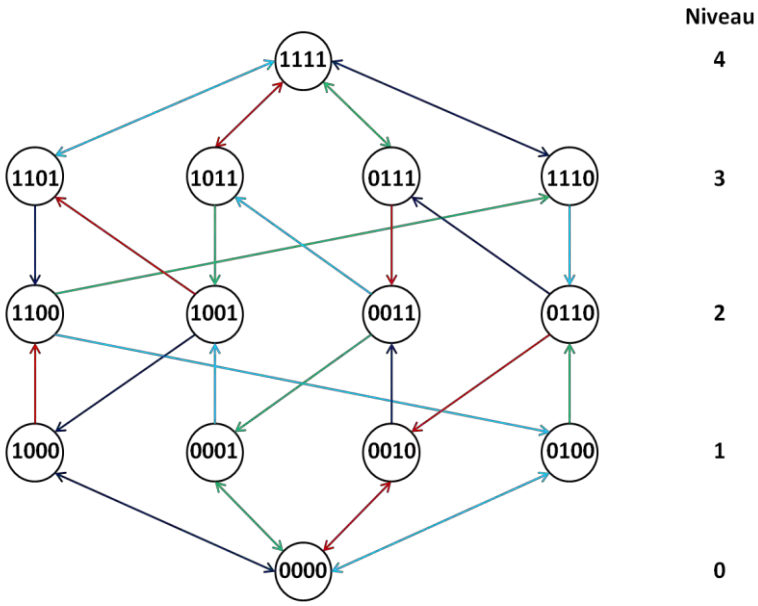


Figure I. 39 : Machine d'Etat pour la Génération d'Ordres de Commande d'un Convertisseur à 4 Cellules de Commutation

Ainsi l'architecture de commande devient [LER][MEY15] :

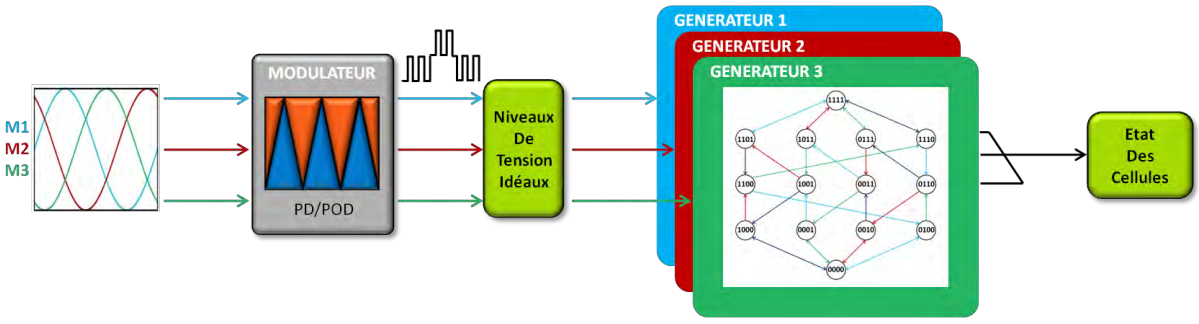
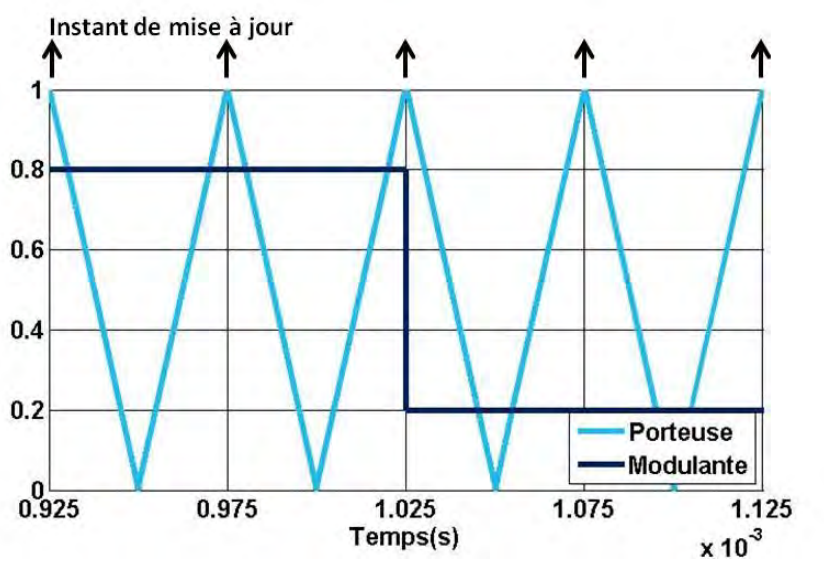


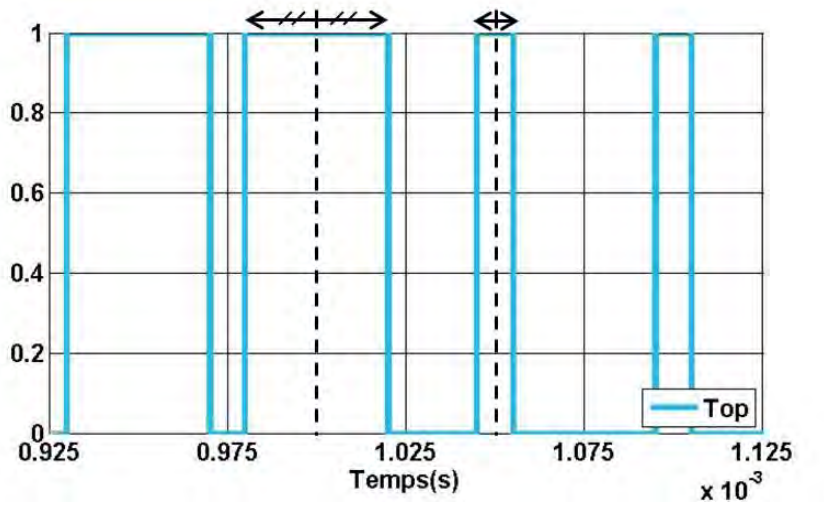
Figure I. 40 : Architecture de Commande d'un Convertisseur Multiniveaux

I.3.B Stratégies de Mise à Jour des Rapports Cycliques

La mise en œuvre de la commande digitale impose d'utiliser une fréquence d'échantillonnage compatible afin de numériser les rapports cycliques. Il existe deux stratégies d'échantillonnage : la première permet 2 commutations par période de découpage tandis que la deuxième permet 1 commutation par demi-période de découpage.



(a)



(b)

Figure I. 41 : (a) Rapport Cyclique pour un Convertisseur Mono-bras pour $f_e = f_{dec}$ et (b) Ordre de Commande Associé

La première solution est axée sur un point de vue électronicien car elle permet de garder une symétrie sur l'ordre de commande (Top) mais impose une fréquence d'échantillonnage à f_{dec}. La Figure I. 41 montre la réalisation de cette stratégie ainsi que son influence sur la symétrie de Top.

Les impulsions sont bien symétriques avant et après la mise à jour du rapport cyclique à $t = 1{,}025\ ms$.

La deuxième solution a une vocation automatique car elle permet de doubler la fréquence d'échantillonnage mais implique une asymétrie des formes d'ondes obtenues en sortie.

La Figure I. 42 montre une mise à jour à $f_e = 2f_{dec}$ ainsi que l'ordre de commande associé.

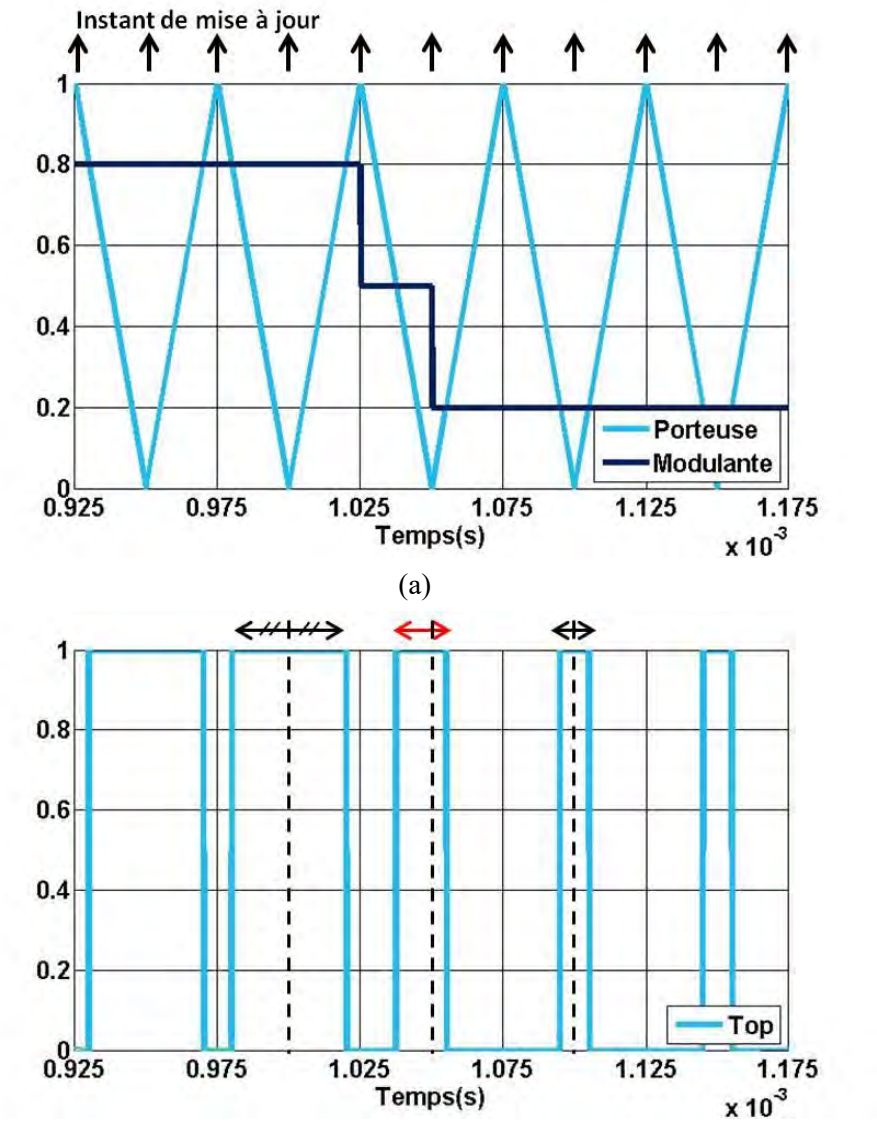


Figure I. 42 : (a) Rapport Cyclique pour un Convertisseur Mono-bras pour $f_e = 2f_{dec}$ et (b) Ordre de Commande Associé

A $t = 1{,}05\ ms$ la mise à jour implique une désymétrisation de Top par rapport à sa porteuse.

Les systèmes couplés imposent de garder au maximum la symétrie des signaux car ils doivent être équilibrés. La solution 2 ne permet pas à priori de garder la symétrie avec un bras ainsi les mises à jour de rapport cyclique pour des systèmes multi-bras seront plutôt basés sur la solution 1, c'est-à-dire un rafraichissement à la fréquence de découpages des interrupteurs.

Avec l'augmentation du nombre de porteuse, la mise à jour des rapports cycliques devient problématique. En effet, si la solution est évidente pour un cas à une porteuse, une problématique apparait dès que le nombre de porteuses est supérieur ou égal à trois. Par la suite 3 méthodes de mise à jour des rapports cycliques seront présentées lors de l'augmentation du nombre de porteuses.

I.3.B.1 Mise à jour Synchrone

La première solution consiste à mettre à jour tous les rapports cycliques sur le sommet de la porteuse 1 (ou porteuse de référence). La Figure I. 43 montre le schéma de principe de cette mise à jour pour un convertisseur 4-Niveaux avec une modulation PS.

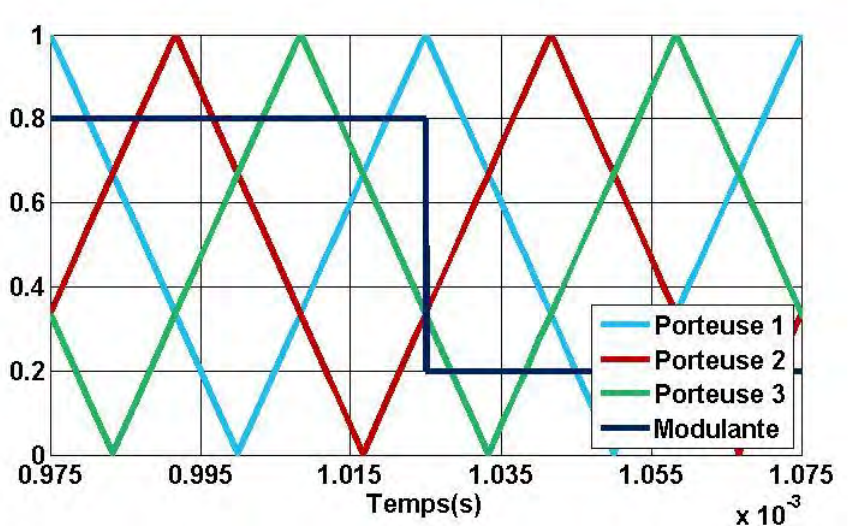


Figure I. 43 : Mise à Jour Synchrone

Cette stratégie a pour avantage d'avoir un seul échantillonnage à f_{dec}. Du point de vue du bras 1 elle permet bien d'avoir 2 commutations par période de découpage et conserve donc la symétrie de Top1, cependant du point de vue des bras 2 et 3 elle s'apparente à la deuxième solution présentée dans le paragraphe précédent. Ainsi les signaux Top2 et Top3 présentent des asymétries.

La Figure I. 44 présente l'évolution des courants différentiels ($I_{md1} = I_1 - I_2$, $I_{md2} = I_2 - I_3$ et $I_{md3} = I_3 - I_1$) suite à une mise à jour synchrone.

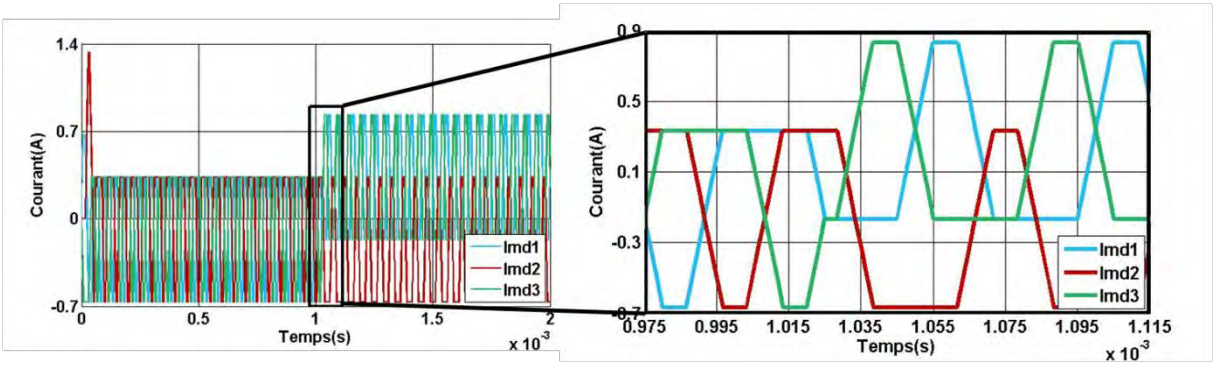


Figure I. 44 : Evolution des Courants Différentiels pour une Mise à Jour Synchrone

L'asymétrie des signaux de commande est donc responsable de courants différentiels. Afin d'illustrer ce résultat la Figure I. 45 montre les différences d'ordres de commandes ($Top_{ik} = Top_i - Top_k$) générées. L'observation de ces signaux permet de conclure sur les courants différentiels du fait que les inductances voient l'intégrale des différentiels des signaux de commande ainsi si les aires de ces signaux sont différentes alors des courants différentiels apparaitront.

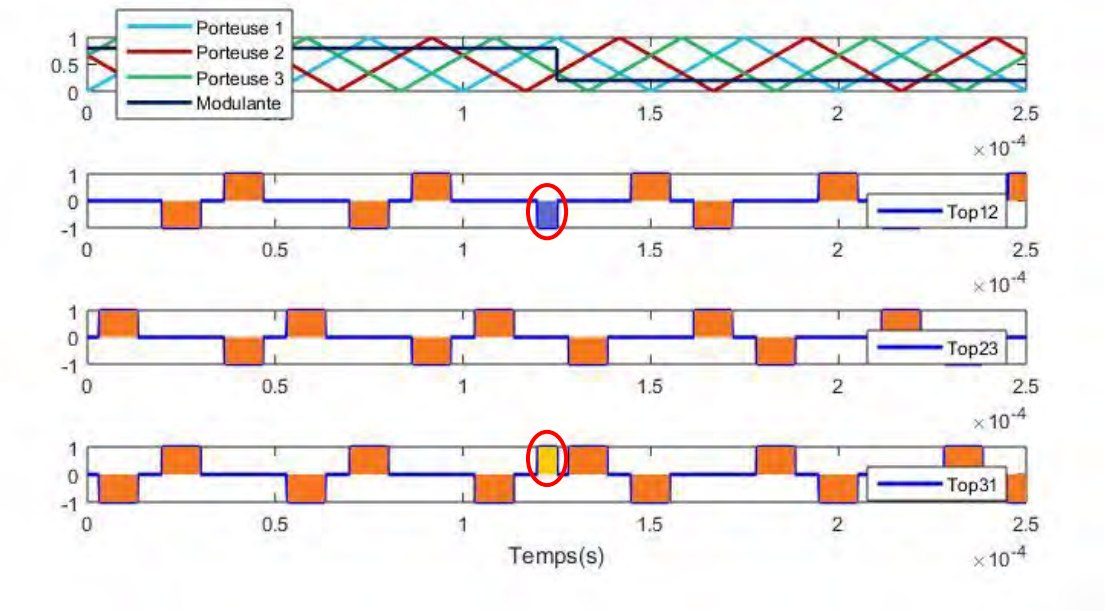


Figure I. 45 : Chronogramme des Différentiels des Signaux de Commande pour un Convertisseur à 3 Bras avec une Mise à Jour Synchrone

Les chronogrammes des différences d'ordres de commande (Top12 et Top13) montrent l'ajout d'aire (rectangle violet et jaune), ainsi la valeur moyenne n'est plus nulle et la mise à jour a créé des courants différentiels. De plus l'aire en jaune montre qu'il y a eu une commutation en plus au sein d'une période de découpage, il y a donc ici une double commutation.

I.3.B.2 Mise à Jour Asynchrone

Une autre solution est de mettre à jour chaque rapport cyclique sur le sommet de leur porteuse respective (i.e. α_1 avec la porteuse 1, α_2 avec la porteuse 2 et cetera). La Figure I. 46 montre le schéma de principe de cette mise à jour pour un convertisseur 3 bras avec une modulation PS.

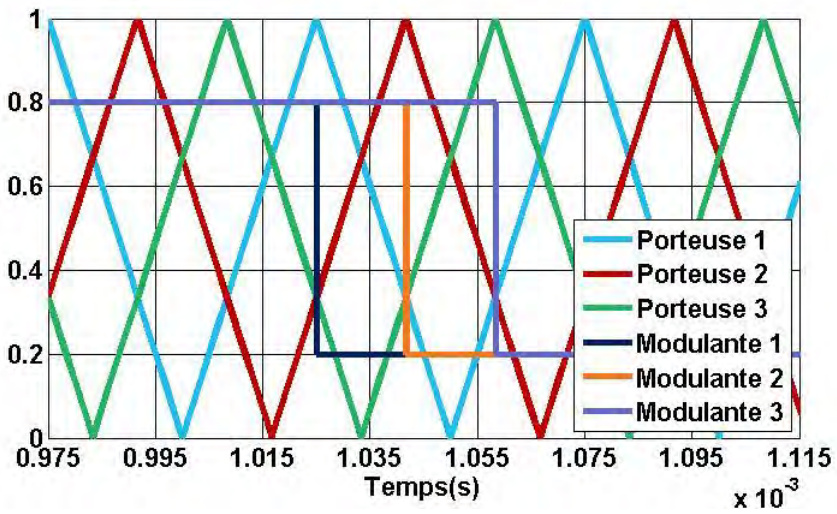


Figure I. 46 : Mise à Jour Asynchrone

Cette stratégie impose n échantillonneurs à $f_e = f_{dec}$ mais décalés d'un angle de $2\pi/n$ radiant, cependant elle permet de conserver la symétrie des ordres de commandes.

Comme précédemment la Figure I. 47 montre l'évolution des courants différentiels suite à cette stratégie de mise à jour.

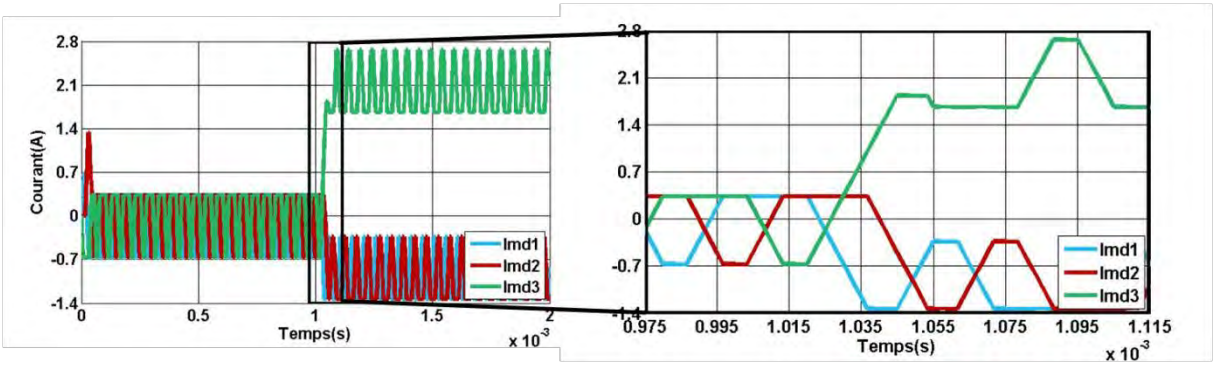


Figure I. 47 : Evolution des Courants Différentiels pour une Mise à Jour Asynchrone

Ici aussi des courants différentiels sont crées suite à la mise à jour. Ainsi le maintien de la symétrie sur les ordres de commandes n'assure pas de ne pas créer de courants différentiels

La Figure I. 48 illustre les différentiels d'ordres de commandes.

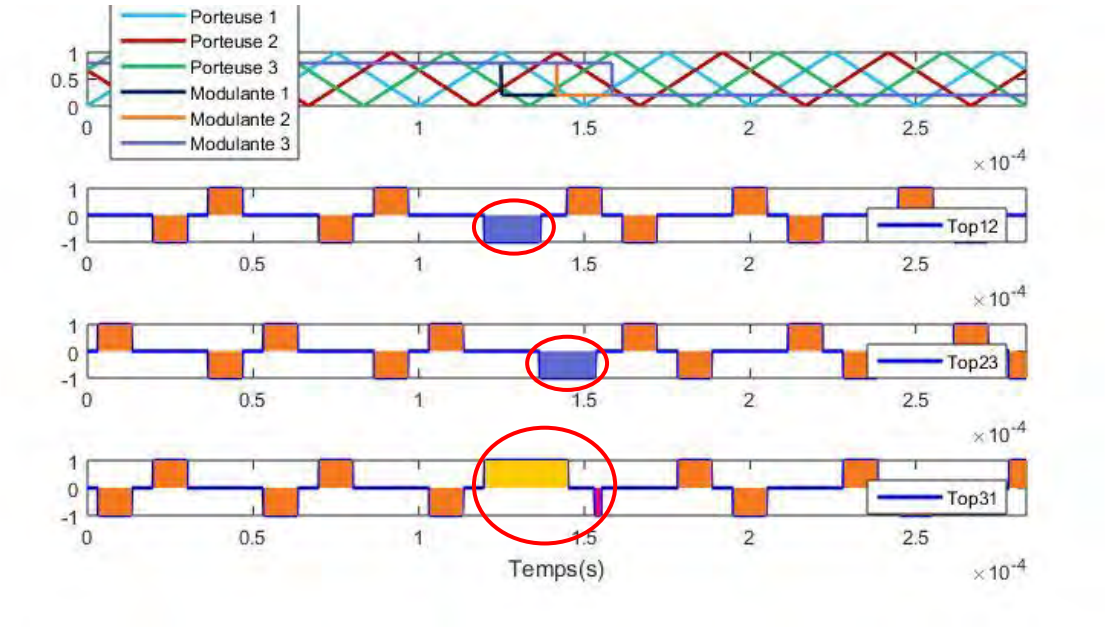


Figure I. 48 : Chronogramme des Différentiels des Signaux de Commande pour un Convertisseur à 3 Bras avec une Mise à Jour Asynchrone

Les courbes Top12, Top23 et Top31 témoignent de l'apparition d'aires différentes (rectangles violet, jaune et rose), responsable de la création de courants différentiels (offset négatif sur I_{md1} et I_{md2} et positif sur I_{md3}).

Cependant contrairement à la mise à jour synchrone il n'y a pas de double commutation au sein d'une période de découpage, mais il faudra compter $^{(n-1)}/_{n}$ périodes pour procéder à la mise à jour.

Ainsi la symétrie des ordres de commandes assure de ne pas avoir de sur-commutation mais ne permet pas de ne pas modifier les courants différentiels.

I.3.B.3 Mise à Jour par Compensation des Aires

Les deux stratégies présentées précédemment ne permettant la mise à jour des rapports cycliques sans créer de courants différentiels une autre technique est explicitée dans ce paragraphe. Cette stratégie est une solution élégante permettant la mise à jour des rapports cycliques sans création de courants différentiels, cependant cette propriété n'est valable que pour une modulation PS.

Le principe de la compensation des aires (CA) est de s'assurer que sur toute la durée de mise à jour des rapports cycliques, les différentiels d'ordres de commande soient toujours nuls car ils représentent les courants différentiels intégrés [MEY15]. Le schéma de principe est montré sur la Figure I. 49 pour un modulateur 4-Niveaux.

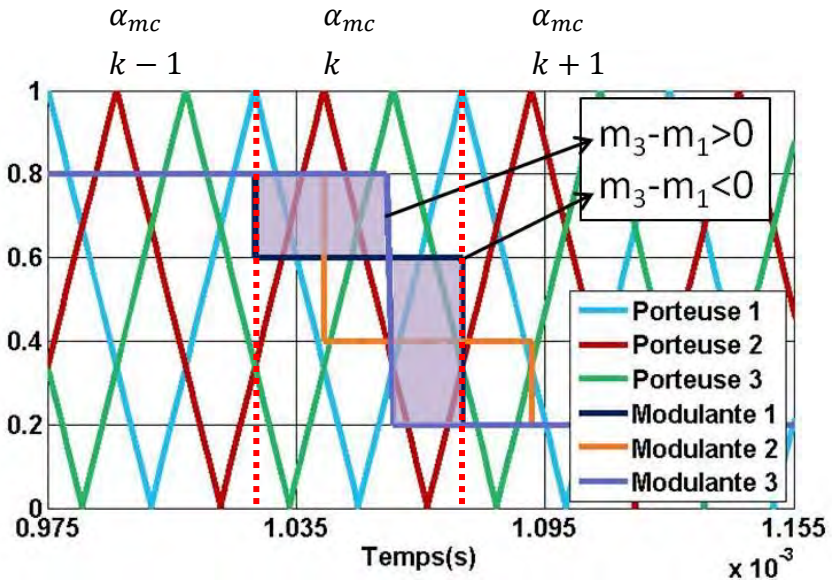


Figure I. 49 : Mise à Jour CA

Tout comme la mise à jour asynchrone chaque rapport cyclique est changé sur le sommet de la porteuse qui lui est associée (il n'y aura donc pas d'asymétrie des ordres de commandes) cependant cette mise à jour s'effectue en deux temps (exception faite du rapport cyclique de la cellule n). L'équation I. 48 explicite les rapports cycliques de cette mise à jour à nf_{dec} (avec α_{mc} représentant la valeur finale du rapport cyclique à f_{dec}) :

$$\alpha_i = \alpha_{mc} z^{-1} + \frac{i}{n} \Delta z^{-(i-1)} + \frac{n-i}{n} \Delta z^{-(n+i-1)} \qquad I.\ 48$$

Avec :

$$\Delta = (1 - z^{-1}) \alpha_{mc} \qquad I.\ 49$$

Le but est d'égaler les aires des différences de rapports cycliques. Ainsi l'aire de la courbe lorsque le rapport cyclique 1 est supérieur au 2 est la même que l'aire lorsque le rapport cyclique 2 est supérieur au 1 (de même pour les couples 2/3 et 3/1).

La Figure I. 50 présente l'évolution des courants différentiels avec la mise à jour par compensation des aires.

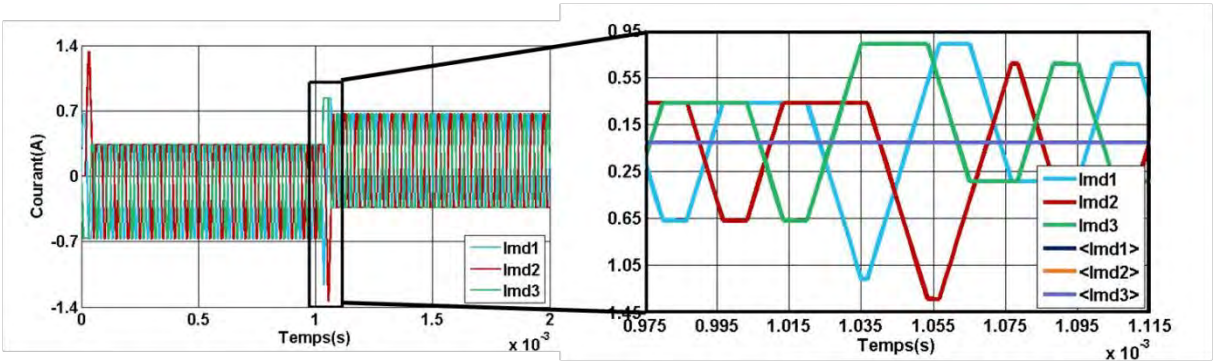


Figure I. 50 : Evolution des Courants Différentiels pour une Mise à Jour CA

Ici la valeur moyenne des courants différentiels après mise à jour n'est pas modifiée, la stratégie joue donc bien le rôle escompté. Afin de s'assurer du bon fonctionnement de la mise à jour CA la Figure I. 51 présente les différences entre les ordres de commande pour un convertisseur à 3 bras.

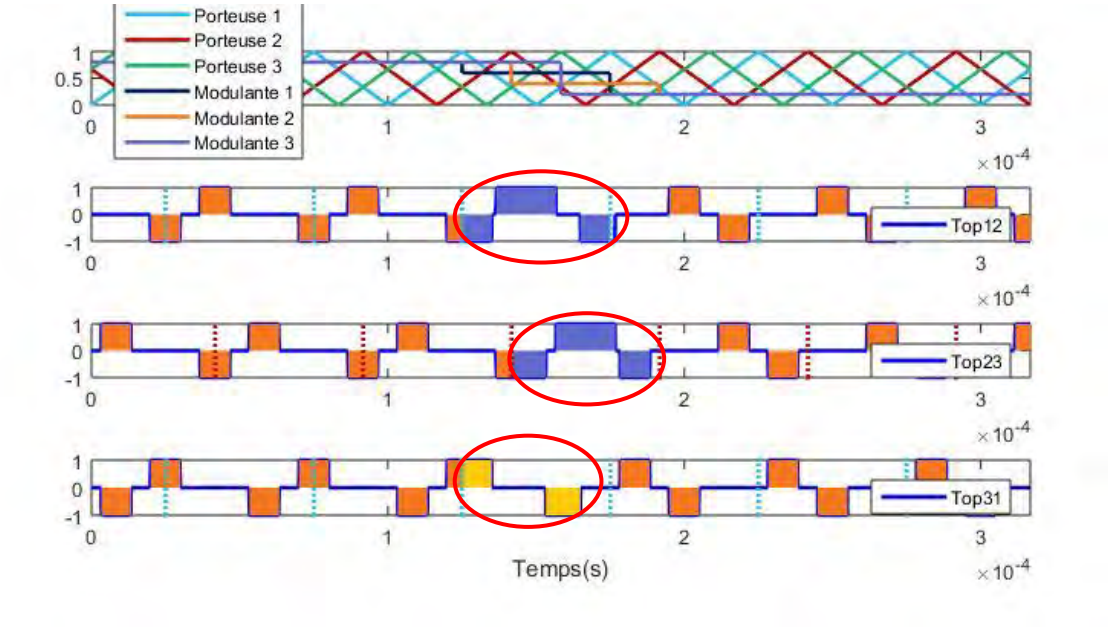


Figure I. 51 : Chronogramme des Différentiels des Signaux de Commande pour un Convertisseur à 3 Bras avec une Mise à Jour CA

Les aires de « transition » (rectangles violet et jaune) sont bien identiques, il n'y a donc pas de courants différentiels créés. Cette stratégie permet ainsi la modification des rapports cycliques sans génération de courants différentiels, cependant il faut compter $(2n-2)/n$ périodes pour effectuer tous les changements de rapports cycliques.

I.4 Conclusion

Le convertisseur multiniveaux parallèle est une structure complexe de l'électronique de puissance permettant l'augmentation du courant ainsi que de la fréquence de découpage apparente avec l'utilisation de la commande adaptée (la stratégie de modulation utilisée), cependant cette structure implique une augmentation de l'ondulation des courants de bras par rapport à l'ondulation du courant de sortie.

L'utilisation de coupleurs magnétiques permet de réduire la masse des éléments magnétiques ainsi que le rapport entre l'ondulation du courant de bras et l'ondulation du courant de sortie [COU10]. Afin de minimiser la taille de ces coupleurs il est nécessaire

d'annuler les courants différentiels qui les traversent (car la mutuelle est grandement supérieure à l'inductance de fuite) [JUN].

Ce chapitre a montré qu'avec une modélisation directe une différence entre les paramètres du système (rapports cycliques, résistances de bobinage, tensions de seuil des semi-conducteurs…) menait à la création de courants différentiels.

De plus l'augmentation du nombre de porteuses pose des problèmes sur l'échantillonnage du système et la mise à jour des rapports cycliques, en effet l'implémentation numérique de la commande impose une discrétisation du dit système.

Dans le chapitre II une étude sur différentes méthodes de modélisation en fonction de la stratégie de couplage utilisée sera réalisée puis ces méthodes seront testées en boucle ouverte avec une modulation PS et une mise à jour synchrone dans le cas d'un convertisseur 7-niveaux.

Dans le chapitre III un intérêt particulier sera donné à la commande du convertisseur multiniveaux parallèle pour deux cas (6 et 12 bras). La régulation en boucle fermée mettant en jeu différents types de couplage ainsi que les différentes méthodes de modélisation présentées dans le chapitre II sera réalisée. De plus les trois techniques de mise à jour des rapports cycliques présentées précédemment seront testées, il en découlera une étude de leur impact sur les courants différentiels.

Chapitre II
Modélisation en Vue de la Commande en Boucle Ouverte et Découplage

Sommaire

II.1 Stratégie de Modélisation pour le Découplage des Modes 51
II.1.A Présentation 51
II.1.B Méthode de Modélisation 52
II.1.B.1 Diagonalisation 54
II.1.B.2 Egalisation des Courants par Rapport à la Moyenne (ECM) 56
II.1.B.3 Mode Commun et Modes Différentiels (MCMD) 58
II.1.B.4 Moyenne des Courants Adjacents (MCA) 59
II.1.B.5 Mode Commun Esclave (MCE) 61
II.1.C Application des Méthodes et Généralisation 62
II.1.C.1 Evolution des Interactions 63
II.1.C.2 Evolution des Paramètres des Modes Différentiels 70
II.1.D Conclusion 79
II.2 Validation Expérimentale de la Modélisation 79
II.2.A Présentation 80
II.2.B Implémentation et Codage Numérique 81
II.2.C Résultats 86
II.2.C.1 Coupleur Cascade Cyclique 87
II.2.C.2 Coupleur Monolithique 102
II.2.D Comparaison entre les Différents Couplages 108
II.3 Conclusion 108

II.1 Stratégie de Modélisation pour le Découplage des Modes

Dans le chapitre I, il a été montré que ces systèmes multiniveaux parallèles présentaient de fortes interactions naturelles, il est donc nécessaire de contrôler les courants différentiels. De ce fait ce chapitre présentera dans un premier temps diverses méthodes de modélisation visant à découpler le système et ce quel que soit le type de couplage mis en place. Ensuite l'association entre ces méthodes et la stratégie de couplage sera généralisée. Et enfin dans une dernière partie des essais expérimentaux seront réalisés afin de valider ces résultats.

II.1.A Présentation

Le fil conducteur, ici, vise à mettre en place une structure de régulation permettant le contrôle du courant de mode commun mais aussi de tous les courants différentiels présent au sein du convertisseur [LAZ][THO]. Ce chapitre est réalisé dans l'optique d'obtenir le schéma de commande présenté sur la Figure II. 1 [SOL].

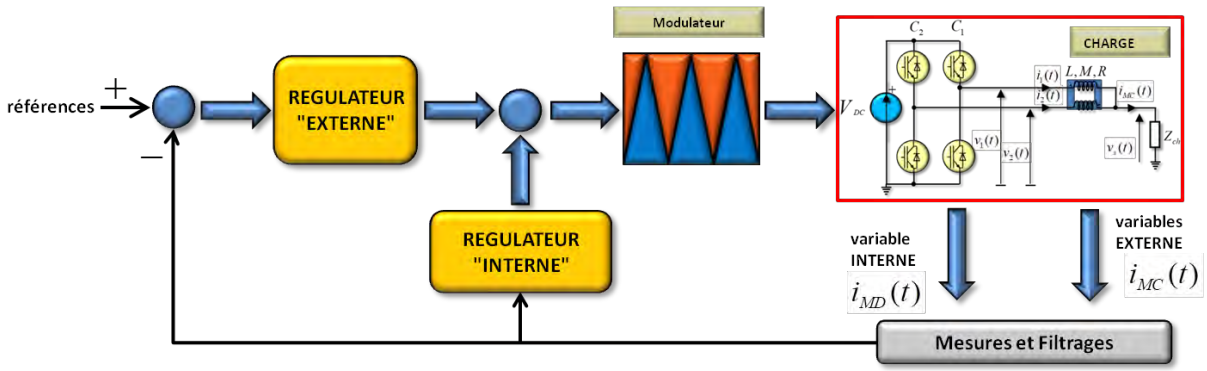


Figure II. 1 : Schéma Bloc de Principe pour les Régulateurs

Contrairement à la figure I.2, la structure de commande ci-dessus vise au contrôle du courant de mode commun et des courants de modes différentiels et non en la régulation de chaque courant de bras. Les variables de commandes ne sont donc plus les rapports cycliques de chaque bras (α_1, α_2, …, α_n) comme vu précédemment mais des rapports cycliques dit de mode commun et de modes différentiels (α_{mc}, α_{md1}, …, $\alpha_{md(n-1)}$).

Le rapport cyclique de mode commun est défini comme étant la somme des rapports cycliques de chaque bras ($\alpha_{mc} = \sum_{i=1}^{n} \alpha_i$) tandis que les rapports cycliques de mode différentiel (de valeurs nulles dans le cas d'un système parfait) sont des combinaisons linéaires des rapports cycliques de chaque bras visant à annuler les courants différentiels du

système. Ces nouveaux rapports cycliques peuvent par exemple s'écrire pour un système à 3 bras :

$$\begin{cases} \alpha_{mc} = \alpha_1 + \alpha_2 + \alpha_3 \\ \alpha_{md1} = \alpha_2 - \frac{\alpha_{mc}}{3} \\ \alpha_{md2} = \alpha_3 - \frac{\alpha_{mc}}{3} \end{cases} \quad \text{II. 1}$$

Si tous les rapports cycliques sont identiques alors les rapports cycliques de modes différentiels sont bien nuls.

II.1.B Méthode de Modélisation

Dans ce paragraphe, des méthodes de découplage du système seront mises en place. La Figure II. 2 présente la structure d'un convertisseur 5-niveaux parallèle couplé.

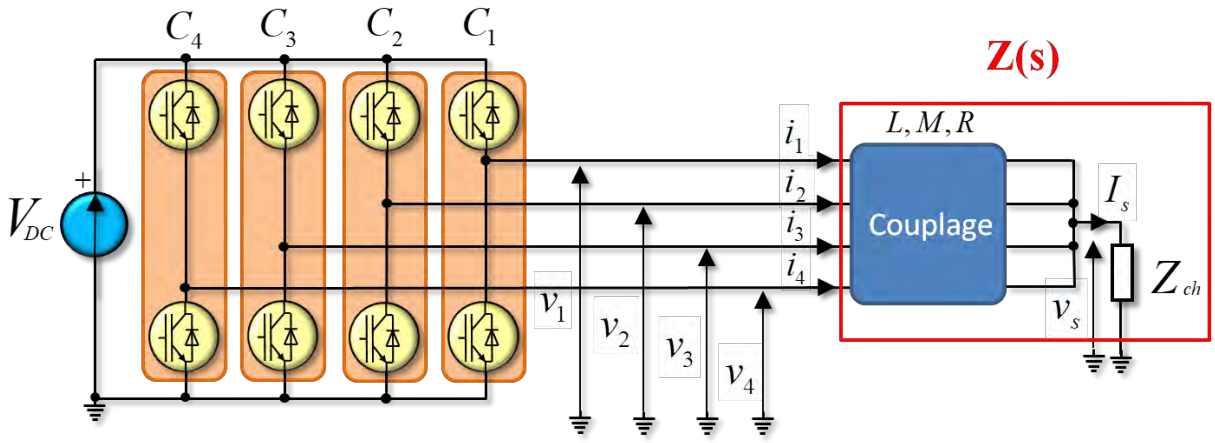


Figure II. 2 : Schéma de Principe du Convertisseur Multiniveaux Couplé

Afin de découpler le système celui-ci sera transposé dans une autre base de régulation définie comme suit [ADA12] (pour rappel V et I correspondent respectivement aux vecteurs des tensions et courants de bras et $Z(s)$ est égale aux matrices $Z_{MONO}(s)$ et $Z_{CC}(s)$ vues dans le chapitre I) :

$$\begin{cases} V(s) = Q \times V^*(s) \\ I^*(s) = P^{-1} \times I(s) \end{cases} \quad \text{II. 2}$$

Avec :

$$V^* = \begin{pmatrix} V_{mc} \\ V_{md1} \\ \vdots \\ V_{md(n-1)} \end{pmatrix} \quad \text{et} \quad I^* = \begin{pmatrix} I_{mc} \\ I_{md1} \\ \vdots \\ I_{md(n-1)} \end{pmatrix} \quad \text{II. 3}$$

Du fait de cette modélisation il en suit donc les relations suivantes :

$$\begin{gathered} V = Z(s)I \\ QV^* = Z(s)PI^* \\ V^* = Q^{-1}Z(s)PI^* \\ V^* = D(s)I^* \quad o\grave{u} \quad D = Q^{-1}Z(s)P \\ I^* = P^{-1}Z^{-1}(s)QV^* = D^{-1}(s)V^* \end{gathered} \qquad \text{II. 4}$$

Dans le cas d'un convertisseur à 3 cellules les matrices de couplage sont identiques pour les cas monolithique et cascade cyclique et s'expriment :

$$Z(s) = \begin{pmatrix} Ls + R + Z_{ch} & Z_{ch} - Ms & Z_{ch} - Ms \\ Z_{ch} - Ms & Ls + R + Z_{ch} & Z_{ch} - Ms \\ Z_{ch} - Ms & Z_{ch} - Ms & Ls + R + Z_{ch} \end{pmatrix} \qquad \text{II. 5}$$

En prenant l'exemple vu en II. 1, il s'en déduit une matrice Q^{-1} (et donc Q) telle que :

$$Q^{-1} = \frac{1}{3}\begin{pmatrix} 3 & 3 & 3 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \quad \text{et} \quad Q = \frac{1}{3}\begin{pmatrix} 1 & -3 & -3 \\ 1 & 3 & 0 \\ 1 & 0 & 3 \end{pmatrix} \qquad \text{II. 6}$$

Les courants de mode commun et de modes différentiels sont définis comme suit :

$$\begin{cases} \mathrm{I_{mc}} = \mathrm{I_1} + \mathrm{I_2} + \mathrm{I_3} \\ \mathrm{I_{md1}} = \mathrm{I_1} - \mathrm{I_2} \\ \mathrm{I_{md2}} = \mathrm{I_2} - \mathrm{I_3} \end{cases} \quad \text{et} \quad P^{-1} = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \end{pmatrix} \qquad \text{II. 7}$$

Ainsi la matrice équivalente du système est :

$$D^{-1}(s) = \begin{pmatrix} \frac{3}{R+3Z_{ch}+(L-2M)s} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-2}{R+(L+M)s} & \frac{-1}{R+(L+M)s} \\ 0 & \frac{-1}{R+(L+M)s} & \frac{-2}{R+(L+M)s} \end{pmatrix} \qquad \text{II. 8}$$

Cette matrice montre que les termes anti-diagonaux présentent un gain final non nul ce qui implique que les modes ne sont pas découplés car l'excitation d'un mode différentiel excite aussi l'autre. Afin d'avoir un découplage des modes (pas d'influence en régime permanent d'un mode sur les autres), il est obligatoire d'avoir la relation suivante (voir annexe A) :

$$Q \times P^{-1} = I_n \qquad \text{II. 9}$$

Dans le cas précédent, $Q \times P^{-1} \neq I_n$ ce qui explique pourquoi la matrice n'est pas découplées.

Ainsi la matrice Q sera égale à la matrice P. Le schéma bloc de la Figure I. 28 devient donc celui explicité sur la Figure II. 3.

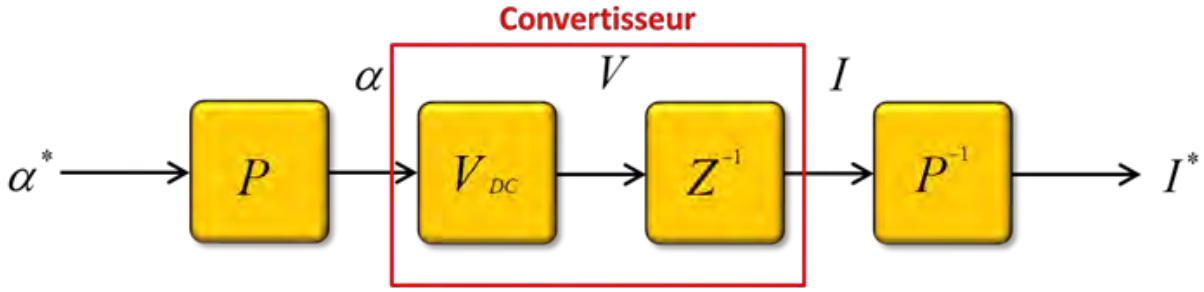


Figure II. 3 : Schéma Bloc Modifié du Système en Boucle Ouverte

Avec :

$$\alpha^* = \begin{pmatrix} \alpha_{mc} \\ \alpha_{md1} \\ \vdots \\ \alpha_{md(n-1)} \end{pmatrix} = P \times \alpha = \frac{V^*}{V_{DC}} \qquad \text{II. 10}$$

Le principe de ce paragraphe est de donner des outils nécessaires à la génération du couple P et P^{-1}. Dans cette optique 5 méthodes différentes de détermination de ces matrices seront présentées.

Il a été montré dans le chapitre I qu'en fonction du couplage certaines matrices de couplage étaient égales. De ce fait l'étude se concentrera uniquement sur deux stratégies de couplage : monolithique et cascade cyclique

II.1.B.1 Diagonalisation

Cette méthode consiste en une connaissance exacte des paramètres des coupleurs (i.e. de la matrice $Z(s)$). En effet le but ici est de diagonaliser la matrice $Z^{-1}(s)$ à l'aide des matrices P et P^{-1}, de ce fait la matrice P^{DIAG} est constituée des vecteurs propres de la matrice $Z^{-1}(s)$ [ADA12].

Afin d'illustrer cette méthode l'équation II. 11 donne la matrice P^{DIAG} pour un système à 6 bras avec un couplage cascade cyclique :

$$P^{DIAG} = \frac{1}{\sqrt{6}} \begin{pmatrix} 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & -1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & -1 & 0 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & -1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & -1 \\ 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 \end{pmatrix} \qquad \text{II. 11}$$

Afin de respecter l'équation II. 9 il en découle nécessairement :

$$P^{DIAG\,-1} = \frac{1}{\sqrt{6}}\begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ -1 & 2 & -1 & -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 & -1 & -1 & 2 \\ 1 & -1 & -2 & -1 & 1 & 2 \\ -1 & -2 & -1 & 1 & 2 & 1 \\ -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 \end{pmatrix} \qquad \text{II. 12}$$

Cette matrice traduit donc les relations suivantes :

$$\begin{cases} I_{mc} = I_1 + I_2 + I_3 + I_4 + I_5 + I_6 \\ I_{md1} = -I_1 + 2I_2 - I_3 - I_4 + 2I_5 - I_6 \\ I_{md2} = -I_1 - I_2 + 2I_3 - I_4 - I_5 + 2I_6 \\ I_{md3} = I_1 - I_2 - 2I_3 - I_4 + I_5 + 2I_6 \\ I_{md4} = -I_1 - 2I_2 - I_3 + I_4 + 2I_5 + I_6 \\ I_{md5} = -I_1 + I_2 - I_3 + I_4 - I_5 + I_6 \end{cases} \qquad \text{II. 13}$$

L'équation ci-dessus met en lumière que les modes différentiels n'ont pas de connotation physique. Cependant la matrice ${D^{DIAG}}_{CC}^{-1}(s)$ (qui est la matrice équivalente du système avec un couplage cascade cyclique) est bien diagonale :

$${D^{DIAG}}_{CC}^{-1} = \begin{pmatrix} \frac{6}{2R+6Z_{ch}+2(L-M)s} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{2R+(2L+M)s} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{2R+(2L+M)s} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{2R+(2L-M)s} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{2R+(2L-M)s} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{2R+2(L+M)s} \end{pmatrix} \qquad \text{II. 14}$$

Avec la même méthode et pour un coupleur monolithique la matrice ${D^{DIAG}}_{MONO}^{-1}(s)$ (qui est la matrice équivalente du système avec un coupleur monolithique) s'exprime telle que :

$${D^{DIAG}}_{MONO}^{-1} = \begin{pmatrix} \frac{6}{R+6Z_{ch}+(L-5M)s} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{R+(L+M)s} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{R+(L+M)s} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{R+(L+M)s} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{R+(L+M)s} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{R+(L+M)s} \end{pmatrix} \qquad \text{II. 15}$$

Ainsi pour les deux structures de couplage la méthode de diagonalisation recrée bien un système découplé. De plus il y a seulement la présence d'un mode commun et d'un mode différentiel dans le cas d'un coupleur monolithique. Ainsi cette méthode permet bien un

découplage total des modes quelque soit le type de couplage utilisé. Cependant les modes différentiels crées n'ont pas de connotation physique et il est obligatoire d'avoir une connaissance exacte du système, ce qui est souvent difficile.

Dans la suite 4 autres méthodes seront présentées mais à l'inverse de celle énoncée précédemment celles-ci consistent en premier lieu en la définition de la matrice P^{-1} (i.e. des courants de mode commun et des modes différentiels), ces méthodes ne dépendent pas des paramètres des coupleurs ni de la stratégie de couplage. L'étude de leur impact sur la matrice équivalente $D^{-1}(s)$ sera réalisée.

II.1.B.2 Egalisation des Courants par Rapport à la Moyenne (ECM)

Le principe consiste à réguler le courant de mode commun, représentant la somme des courants de bras, puis d'égaliser chaque courant de bras avec la valeur moyenne de ce courant $\left(I_{moy} = {I_{mc}}/{n}\right)$ [GE]. La Figure II. 4 montre le schéma de principe pour un cas à 3 bras.

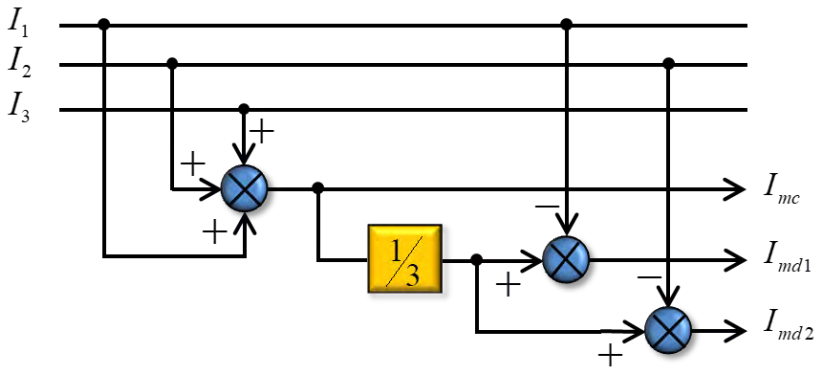


Figure II. 4 : Schéma Structurel de la Méthode ECM pour 3 Bras

Les équations généralisées du courant de mode commun et des courants différentiels sont données ci-dessous :

$$\begin{cases} I_{mc} = I_1 + \cdots + I_n \\ I_{md1} = \frac{I_{mc}}{n} - I_1 = \frac{1}{n}((1-n)I_1 + I_2 + \cdots + I_n) \\ \vdots \\ I_{md(n-1)} = \frac{I_{mc}}{n} - I_{n-1} = \frac{1}{n}(I_1 + \cdots + (1-n)I_{n-1} + I_n) \end{cases} \quad \text{II. 16}$$

Ainsi la matrices $P^{ECM^{-1}}$ est telle que :

$$P^{ECM^{-1}} = \frac{1}{n}\begin{pmatrix} n & \cdots & \cdots & \cdots & n \\ 1-n & 1 & \cdots & \cdots & 1 \\ 1 & 1-n & 1 & \cdots & 1 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 1 & \cdots & 1 & 1-n & 1 \end{pmatrix} \quad \text{II. 17}$$

Maintenant l'intérêt se portera sur la matrice équivalente $D^{ECM^{-1}}(s)$ pour un système à 4 bras en utilisant les deux stratégies de couplage énoncées précédemment. Les matrices P^{ECM} et $P^{ECM^{-1}}$ sont donc les suivantes :

$$P^{ECM} = \frac{1}{4}\begin{pmatrix} 1 & -4 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & -4 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & -4 \\ 1 & 4 & 4 & 4 \end{pmatrix} \quad \text{et} \quad P^{ECM^{-1}} = \frac{1}{4}\begin{pmatrix} 4 & 4 & 4 & 4 \\ -3 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -3 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & -3 & 1 \end{pmatrix} \text{II. 18}$$

Dans le cas d'un coupleur monolithique à 4 bras la matrice $Z_{MONO}(s)$ s'exprime ainsi :

$$Z_{MONO}(s) = \begin{pmatrix} Ls+R+Z_{ch} & -Ms+Z_{ch} & -Ms+Z_{ch} & -Ms+Z_{ch} \\ -Ms+Z_{ch} & Ls+R+Z_{ch} & -Ms+Z_{ch} & -Ms+Z_{ch} \\ -Ms+Z_{ch} & -Ms+Z_{ch} & Ls+R+Z_{ch} & -Ms+Z_{ch} \\ -Ms+Z_{ch} & -Ms+Z_{ch} & -Ms+Z_{ch} & Ls+R+Z_{ch} \end{pmatrix} \quad \text{II. 19}$$

La matrice $D^{ECM^{-1}}(s)$ s'écrit donc :

$$D^{ECM_{MONO}^{-1}}(s) = \begin{pmatrix} \frac{4}{R+4Z_{ch}+(L-3M)s} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{R+(L+M)s} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{R+(L+M)s} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{R+(L+M)s} \end{pmatrix} \quad \text{II. 20}$$

Comme pour la méthode précédente il y a un système totalement découplé avec seulement deux modes : un mode commun et un mode différentiel présent 3 fois.

Le même principe pour un couplage cascade cyclique est réappliqué avec une matrice $Z_{CC}(s)$ de la forme :

$$Z_{CC}(s) = \begin{pmatrix} 2Ls+2R+Z_{ch} & -Ms+Z_{ch} & 0 & -Ms+Z_{ch} \\ -Ms+Z_{ch} & 2Ls+2R+Z_{ch} & -Ms+Z_{ch} & 0 \\ 0 & -Ms+Z_{ch} & 2Ls+2R+Z_{ch} & -Ms+Z_{ch} \\ -Ms+Z_{ch} & 0 & -Ms+Z_{ch} & 2Ls+2R+Z_{ch} \end{pmatrix} \quad \text{II. 21}$$

La matrice $D^{-1}(s)$ devient :

$$D^{ECM}{}_{CC}{}^{-1}(s) = \begin{pmatrix} \frac{4}{2R+4Z_{ch}+2(L-M)s} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{2R+(2L+M)s}{(2R+2Ls)(2R+2(L+M)s)} & 0 & \frac{-Ms}{(2R+2Ls)(2R+2(L+M)s)} \\ 0 & \frac{Ms}{(2R+2Ls)(2R+2(L+M)s)} & \frac{1}{2R+2Ls} & \frac{Ms}{(2R+2Ls)(2R+2(L+M)s)} \\ 0 & \frac{-Ms}{(2R+2Ls)(2R+2(L+M)s)} & 0 & \frac{2R+(2L+M)s}{(2R+2Ls)(2R+2(L+M)s)} \end{pmatrix} \quad \text{II. 22}$$

Cette matrice permet de dire que le système n'est pas totalement découplé du fait de sa non-diagonalité. Cependant les interactions ne présentent pas de gain en régime permanent, il y a donc bien un système « partiellement » découplé.

II.1.B.3 Mode Commun et Modes Différentiels (MCMD)

Au travers de cette méthode, la régulation se porte sur le courant de mode commun et les courants différentiels qui sont équivalents à la soustraction des courants de deux bras adjacents. La Figure II. 5 montre le schéma de principe pour un cas à 3 bras.

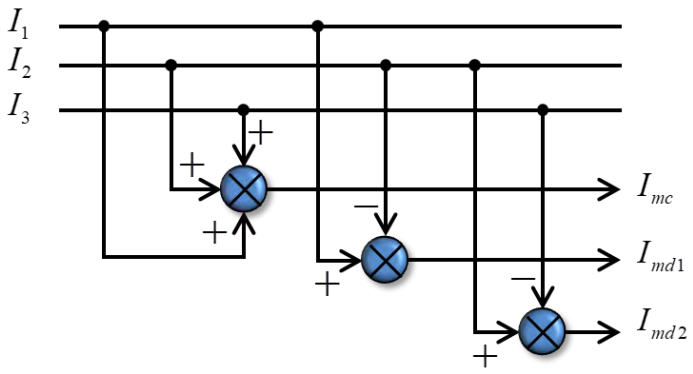


Figure II. 5 : Schéma Structurel de la Méthode MCMD pour 3 Bras

D'après la figure ci-dessus, il est possible de généraliser l'écriture des courants de mode commun et de modes différentiels sous la forme suivante :

$$\begin{cases} I_{mc} = I_1 + \cdots + I_n \\ I_{md1} = I_1 - I_2 \\ \vdots \\ I_{md(n-1)} = I_{n-1} - I_n \end{cases} \quad \text{II. 23}$$

Il en suit la matrice $P^{MCMD\,-1}$:

$$P^{MCMD\,-1} = \begin{pmatrix} 1 & \cdots & \cdots & \cdots & 1 \\ 1 & -1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 1 & -1 & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & 1 & -1 \end{pmatrix} \quad \text{II. 24}$$

La même démarche que précédemment est adoptée, et conduit aux matrices de passages suivantes :

$$P^{MCMD} = \frac{1}{4}\begin{pmatrix} 1 & 3 & 2 & 1 \\ 1 & -1 & 2 & 1 \\ 1 & -1 & -2 & 1 \\ 1 & -1 & -2 & -3 \end{pmatrix} \quad \text{et} \quad P^{MCMD^{-1}} = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \end{pmatrix} \text{II. 25}$$

Ainsi il en suit les matrices équivalentes $D^{MCMD^{-1}}(s)$ en fonction du couplage :

$$D^{MCMD}{}_{MONO}{}^{-1}(s) = \begin{pmatrix} \frac{4}{R+4Z_{ch}+(L-3M)s} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{R+(L+M)s} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{R+(L+M)s} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{R+(L+M)s} \end{pmatrix} \text{II. 26}$$

$$D^{MCMD}{}_{CC}{}^{-1}(s) = \begin{pmatrix} \frac{4}{2R+4Z_{ch}+2(L-M)s} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{2R+(2L+M)s}{(2R+2Ls)(2R+2(L+M)s)} & 0 & \frac{-Ms}{(2R+2Ls)(2R+2(L+M)s)} \\ 0 & \frac{Ms}{(2R+2Ls)(2R+2(L+M)s)} & \frac{1}{2R+2Ls} & \frac{Ms}{(2R+2Ls)(2R+2(L+M)s)} \\ 0 & \frac{-Ms}{(2R+2Ls)(2R+2(L+M)s)} & 0 & \frac{2R+(2L+M)s}{(2R+2Ls)(2R+2(L+M)s)} \end{pmatrix} \text{II. 27}$$

Tout comme vu dans le paragraphe précédent il y a un découplage total seulement dans le cas d'un coupleur monolithique du fait de la symétrie de ce dernier.

II.1.B.4 Moyenne des Courants Adjacents (MCA)

Cette méthode cherche à réguler un courant de mode commun et des courants de bras par rapport à la moyenne des courants des deux bras adjacents [SEL]. La Figure II. 6 montre le schéma de principe pour un cas à 3 bras.

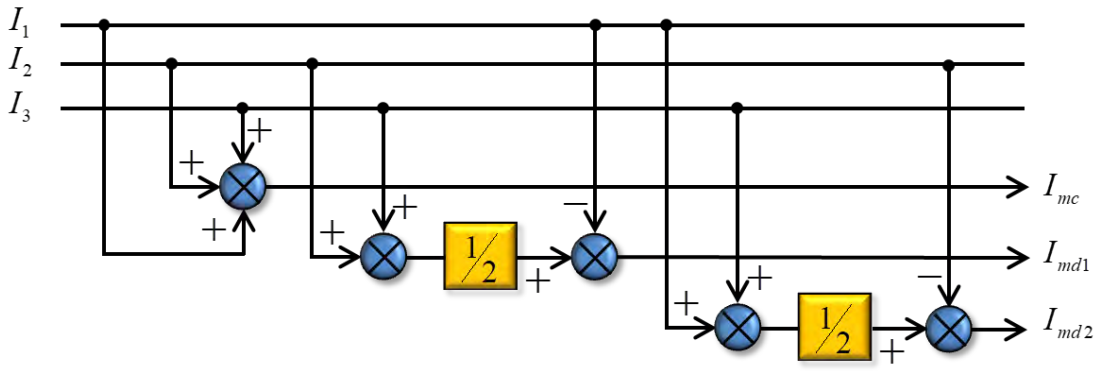


Figure II. 6 : Schéma Structurel de la Méthode MCA pour 3 Bras

D'après la figure ci-dessus, les courants de mode commun et de modes différentiels s'expriment ainsi:

$$\begin{cases} I_{mc} = I_1 + \cdots + I_n \\ I_{md1} = \frac{I_2+I_3}{2} - I_1 \\ \vdots \\ I_{md(n-1)} = \frac{I_{n-2}+I_n}{2} - I_{n-1} \end{cases} \quad \text{II. 28}$$

La matrice $P^{MCA^{-1}}$ s'écrit donc :

$$P^{MCA^{-1}} = \begin{pmatrix} 1 & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & 1 \\ -1 & 1/2 & 0 & \cdots & 0 & 1/2 \\ 1/2 & -1 & 1/2 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \ddots & -1 & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & 1/2 & -1 & 1/2 \end{pmatrix} \quad \text{II. 29}$$

En adoptant la même démarche que précédemment, il découle les matrices de passages suivantes :

$$P^{MCA} = \frac{1}{4}\begin{pmatrix} 1 & -3 & 0 & 1 \\ 1 & -1 & -4 & -1 \\ 1 & 1 & 0 & -3 \\ 1 & 3 & 4 & 3 \end{pmatrix} \quad \text{et} \quad P^{MCA^{-1}} = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ -1 & 1/2 & 0 & 1/2 \\ 1/2 & -1 & 1/2 & 0 \\ 0 & 1/2 & -1 & 1/2 \end{pmatrix} \text{II. 30}$$

Ainsi les matrices équivalentes en fonction du couplage sont :

$$D^{MCA}{}_{MONO}{}^{-1}(s) = \begin{pmatrix} \frac{4}{R+4Z_{ch}+(L-3M)s} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{R+(L+M)s} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{R+(L+M)s} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{R+(L+M)s} \end{pmatrix} \quad \text{II. 31}$$

$$D^{MCA}{}_{CC}{}^{-1}(s) = \begin{pmatrix} \frac{4}{2R+4Z_{ch}+2(L-M)s} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{2R+(2L+M)s}{(2R+2Ls)(2R+2(L+M)s)} & 0 & \frac{-Ms}{(2R+2Ls)(2R+2(L+M)s)} \\ 0 & \frac{Ms}{(2R+2Ls)(2R+2(L+M)s)} & \frac{1}{2R+2Ls} & \frac{Ms}{(2R+2Ls)(2R+2(L+M)s)} \\ 0 & \frac{-Ms}{(2R+2Ls)(2R+2(L+M)s)} & 0 & \frac{2R+(2L+M)s}{(2R+2Ls)(2R+2(L+M)s)} \end{pmatrix} \quad \text{II. 32}$$

Les 3 dernières méthodes présentées (ECM, MCMD, MCA) donnent les mêmes résultats d'un point de vue de la matrice équivalente, c'est-à-dire un découplage total pour un coupleur monolithique et un découplage partiel pour un couplage cascade cyclique.

II.1.B.5 Mode Commun Esclave (MCE)

Le principe de cette méthode est de réguler le courant de mode commun, le courant différentiel 1 est créé comme avec la méthode ECM puis tous les autres courants différentiels sont égaux à la différence entre le courant du bras 1 et le courant du bras associé au mode différentiel. La Figure II. 7 montre le schéma de principe pour un cas à 3 bras.

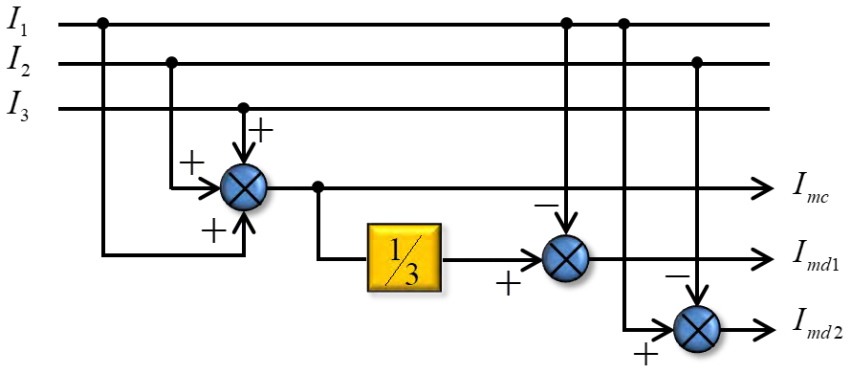


Figure II. 7 : Schéma Structurel de la Méthode MCE pour 3 Bras

Il s'en déduit les courants de mode commun et de modes différentiels sous la forme suivante:

$$\begin{cases} I_{mc} = I_1 + \cdots + I_n \\ I_{md1} = \frac{I_{mc}}{n} - I_1 = \frac{1}{n}((1-n)I_1 + I_2 + \cdots + I_n) \\ I_{md2} = I_1 - I_2 \\ \vdots \\ I_{md(n-1)} = I_1 - I_{n-1} \end{cases} \quad \text{II. 33}$$

La matrice inverse de passage P^{-1} s'écrit :

$$P^{MCE\,-1} = \frac{1}{n}\begin{pmatrix} n & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & n \\ 1-n & 1 & \cdots & \cdots & \cdots & 1 \\ n & -n & 0 & \cdots & \cdots & 0 \\ \vdots & 0 & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ n & 0 & \cdots & 0 & -n & 0 \end{pmatrix} \quad \text{II. 34}$$

Afin de déterminer les matrices équivalentes pour un convertisseur à 4 bras, les matrices P^{MCE} et $P^{MCE\,-1}$ sont données :

$$P^{MCE} = \frac{1}{4}\begin{pmatrix} 1 & -4 & 0 & 0 \\ 1 & -4 & -4 & 0 \\ 1 & -4 & 0 & -4 \\ 1 & 12 & 4 & 4 \end{pmatrix} \quad \text{et} \quad P^{MCE\,-1} = \frac{1}{4}\begin{pmatrix} 4 & 4 & 4 & 4 \\ -3 & 1 & 1 & 1 \\ 4 & -4 & 0 & 0 \\ 4 & 0 & -4 & 0 \end{pmatrix} \quad \text{II. 35}$$

L'équation II. 35 en association réciproquement avec II. 19 et II. 21 donne :

$$D^{MCE}{}_{MONO}{}^{-1}(s) = \begin{pmatrix} \frac{4}{R+4Z_{ch}+(L-3M)s} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{R+(L+M)s} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{R+(L+M)s} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{R+(L+M)s} \end{pmatrix} \quad \text{II. 36}$$

$$D^{MCE}{}_{CC}{}^{-1}(s) = \begin{pmatrix} \frac{4}{2R+4Z_{ch}+2(L-M)s} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{2R+2(L+M)s} & 0 & \frac{-Ms}{(2R+2Ls)(2R+2(L+M)s)} \\ 0 & \frac{4Ms}{(2R+2Ls)(2R+2(L+M)s)} & \frac{1}{2R+2Ls} & \frac{2Ms}{(2R+2Ls)(2R+2(L+M)s)} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{2R+2Ls} \end{pmatrix} \quad \text{II. 37}$$

Tout comme les 3 dernières méthodes la matrice équivalente montre un découplage total pour un coupleur monolithique et un découplage partiel pour un couplage cascade cyclique.

Au vue des 5 méthodes présentées seule la méthode de diagonalisation permet un découplage total quel que soit le couplage utilisé cependant cette méthode nécessite une connaissance exacte des paramètres du (des) coupleur(s) mis en jeu, or du fait de l'imprécision sur ces derniers il est rare de connaître parfaitement ces valeurs. Dans le paragraphe II.1.C.1.C, l'influence de l'imprécision des paramètres sur la matrice équivalente $D^{-1}(s)$ sera étudiée.

Les 4 autres méthodes montrent un découplage total uniquement avec un coupleur monolithique, ainsi quel que soit la méthode utilisée les matrices $D_{MONO}{}^{-1}(s)$ sont identiques, ce phénomène se confirme indépendamment du nombre de bras (voir Annexe B). Ces méthodes présentent aussi un découplage partiel pour un couplage cascade cyclique. De plus pour les méthodes ECM, MCMD, MCA les matrices $D_{CC}{}^{-1}(s)$ sont identiques pour un cas à 4 bras, l'Annexe B montre que ce résultat est vrai pour n'importe quel nombre de bras en parallèle.

II.1.C Application des Méthodes et Généralisation

Du fait des résultats obtenus au cours du paragraphe précédent, l'étude sera menée afin de déterminer une loi d'évolution des courants de mode commun et de modes différentiels en fonction des méthodes et des couplages. D'après les expressions précédentes il est possible d'affirmer que le mode commun ne présente jamais d'interactions et possède pour chaque cas une expression généralisée, en conséquence cette partie se focalisera uniquement sur les courants différentiels.

II.1.C.1 Evolution des Interactions

Dans un premier temps l'étude se concentrera uniquement sur les interactions présentes au sein des matrices équivalentes (i.e. les termes anti-diagonaux).

II.1.C.1.A Cas Monolithique

D'après l'annexe B la généralisation de la matrice ${D_{MONO}}^{-1}(s)$ pour toutes les méthodes présentées est la suivante :

$$ {D_{MONO}}^{-1}(s) = \begin{pmatrix} \frac{n}{R+nZ_{ch}+(L-(n-1)M)s} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{R+(L+M)s} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{R+(L+M)s} \end{pmatrix} \quad \text{II. 38} $$

L'équation ci-dessus montre que pour un couplage monolithique la matrice équivalente est toujours parfaitement diagonale, il n'y a donc pas d'interaction, c'est-à-dire que l'action sur un des modes n'a aucune influence sur les autres. Ainsi pour tous les cas traités il y a donc un découplage total.

II.1.C.1.B Cas Cascade Cyclique

Contrairement aux matrices ${D_{MONO}}^{-1}(s)$ les matrices ${D_{CC}}^{-1}(s)$ ne sont pas toutes identiques. Ici 3 cas seront différentiés : diagonalisation, ECM/MCMD/MCA et ME.

a) Méthode par Diagonalisation

Du fait de la complexité de la diagonalisation de matrices de grande taille, il n'est pas possible d'obtenir une forme généralisée pour la matrice ${D_{CC}}^{-1}(s)$ diagonalisée, cependant ceci n'interfère en rien dans l'étude car le principe de cette méthode est de supprimer les termes anti-diagonaux il n'y a donc pas d'interactions (comme pour le cas du coupleur monolithique).

b) Méthode par ECM/MCMD/MCA

Il a été vu précédemment qu'avec un couplage cascade cyclique ces méthodes conduisaient toujours à la même matrice équivalente. Cependant à l'inverse de la méthode de diagonalisation cette matrice n'est pas diagonale, il existe des termes anti-diagonaux qui seront appelés : interactions. Ce paragraphe va chercher à savoir si ces interactions seront problématiques ou non lors de la commande en boucle fermée. Pour ce faire, la réponse

temporelle de chaque interaction sera regardée après l'excitation d'un mode. Il a déjà été montré que ces interactions n'avait pas d'influence en régime permanent (cf. Annexe A), l'intérêt sera donc porté uniquement au régime transitoire et plus particulièrement aux gains dynamiques de ces interactions. L'hypothèse formulée ici est que si le gain maximal en régime transitoire d'une interaction est supérieur au gain du mode excité il ne sera pas possible de réguler le système en boucle fermée. Dans la suite le gain maximal de l'interaction la plus forte pour différent nombre de bras en pourcentage par rapport au gain du mode excité sera calculé. L'objectif est de vérifier que ce gain en pourcent est bien faible sinon il ne sera pas possible d'assurer le bon fonctionnement de la commande en boucle fermée.

Pour exemple, d'après l'équation II. 32 toutes les interactions sont les mêmes au signe près et s'expriment ainsi :

$$G_{int} = \frac{(^{+}/_{-})Ms}{(2R+2Ls)(2R+2(L+M)s)} \qquad \text{II. 39}$$

Ces interactions sont responsables de phénomènes transitoires sur les modes non excités comme le montre la Figure II. 8. Les paramètres utilisés pour les coupleurs sont :

$$L = 3{,}05\ mH \qquad M = 3{,}038\ mH \qquad R = 0.125\ \Omega \qquad \text{II. 40}$$

D'après la figure ci-dessous le gain statique du mode excité est de 4 tandis que le maximum de l'interaction est de 0,5. Ainsi il y a un rapport de $\frac{0{,}5}{4} = 0{,}125$ soit 12,5%.

Afin d'obtenir une expression analytique du maximum des interactions, II. 39 va être transposée en temporelle. Sa décomposition en élément simple donne :

$$G_{int} = (^{+}/_{-})\left[\frac{^{1}/_{2}}{(2R+2Ls)} - \frac{^{1}/_{2}}{(2R+2(L+M)s)}\right] \qquad \text{II. 41}$$

Après application de la table de transformation avec un échelon il en suit la relation suivante :

$$G_{max_{int}} = -\frac{exp\left(\frac{log\left(\frac{M}{L}+1\right)}{\frac{L}{L+M}-1}\right) - exp\left(\frac{log\left(\frac{M}{L}+1\right)}{1-\frac{L+M}{L}}\right)}{2R} \qquad \text{II. 42}$$

Ainsi II. 40 et II. 42 donnent :

$$G_{max_{int}} = 0{,}5 \qquad \text{II. 43}$$

Dans la suite pour des raisons de simplicité des résultats l'impédance de charge sera ohmique($Z_{ch} = R_{ch}$), il y a donc uniquement une résistance en sortie du convertisseur.

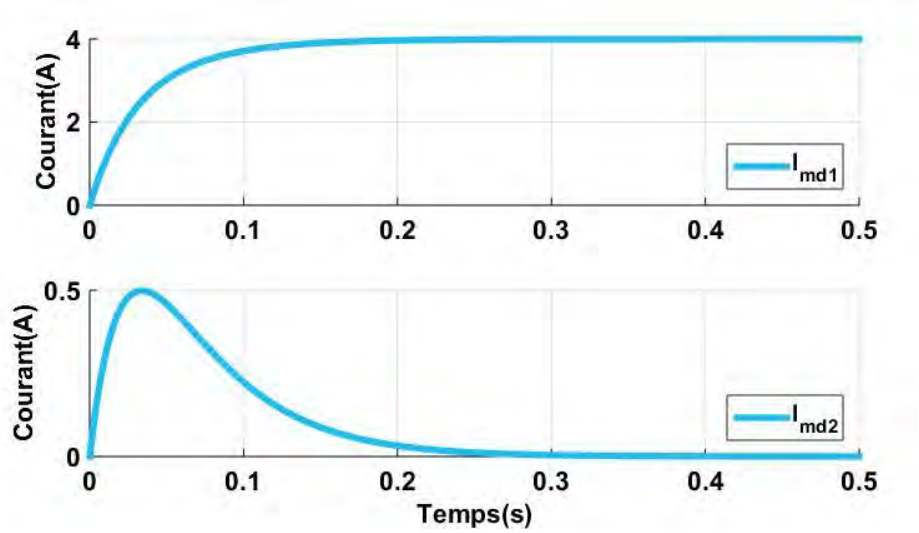


Figure II. 8 : Réponse Temporelle des Courants Différentiels 1 et 2 suite à un Echelon sur le mode 1

D'après II. 32 les gains statiques des modes différentiels sont tous égaux à $\frac{1}{2R} = 4$. Ainsi il y a un rapport de $\frac{0,5}{4} = 0,125$ soit 12,5%. Les interactions pour un système à 4 bras ne sont donc pas intrusives. Afin de vérifier cette tendance l'étude sera réitérée avec une augmentation du nombre de bras.

Pour des soucis de présentation les matrices équivalentes ne sont pas données pour chaque bras car leur évolution n'est pas généralisable cependant les matrices des gains maximaux (en valeur absolue) pour 6 et 8 bras sont données (i.e. les gains statiques pour les modes commun et différentiels et les gains maximaux en régime transitoire pour les interactions). Ainsi :

$$G_{6_{max}} = \begin{pmatrix} 0,1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 4 & 0 & 0,6277 & \mathbf{0,7665} & 0,6277 \\ 0 & 0,6277 & 4 & 0,6277 & 0 & 0,151 \\ 0 & 0,151 & \mathbf{0,7665} & 4 & \mathbf{0,7665} & 0,151 \\ 0 & 0,151 & 0 & 0,6277 & 4 & 0,6277 \\ 0 & 0,6277 & \mathbf{0,7665} & 0,6277 & 0 & 4 \end{pmatrix} \quad \text{II. 44}$$

$$G_{8_{max}} = \begin{pmatrix} 0,1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 4 & 0 & 0,6156 & 0,8093 & \mathbf{0,8592} & 0,8093 & 0,6156 \\ 0 & 0,6156 & 4 & 0,6156 & 0 & 0,2285 & 0,2912 & 0,2285 \\ 0 & 0,2285 & 0,8093 & 4 & 0,8093 & 0,2285 & 0 & 0,064 \\ 0 & 0,064 & 0,2912 & \mathbf{0,8592} & 4 & \mathbf{0,8592} & 0,2912 & 0,064 \\ 0 & 0,064 & 0 & 0,2285 & 0,8093 & 4 & 0,8093 & 0,2285 \\ 0 & 0,2285 & 0,2912 & 0,2285 & 0 & 0,6156 & 4 & 0,6156 \\ 0 & 0,6156 & 0,8093 & \mathbf{0,8592} & 0,8093 & 0,6156 & 0 & 4 \end{pmatrix} \quad \text{II. 45}$$

Pour les cas à 4,6 et 8 bras les gains des modes différentiels sont toujours égaux à $\frac{1}{2R}$ (termes diagonaux). Dans le cas à 6 bras après excitation du mode 1 il y a :

$$G_{6_{max}}(I_{md1}) = \begin{pmatrix} 0 \\ 4 \\ 0{,}6277 \\ 0{,}151 \\ 0{,}151 \\ 0{,}6277 \end{pmatrix} \quad \text{soit} \quad G_6{}^{\%}{}_{max}(I_{md1}) = \begin{pmatrix} 0 \\ 100 \\ 15{,}69 \\ 3{,}78 \\ 3{,}78 \\ 15{,}69 \end{pmatrix} \qquad \text{II. 46}$$

De plus pour 6 et 8 bras il y a respectivement une interaction maximale de 19,16% et de 21,48%. Tous comme pour le cas à 4 bras ces gains sont bien faibles.

La Figure II. 9 présente l'évolution des gains maximaux en fonction du nombre de bras jusqu'à 35 bras.

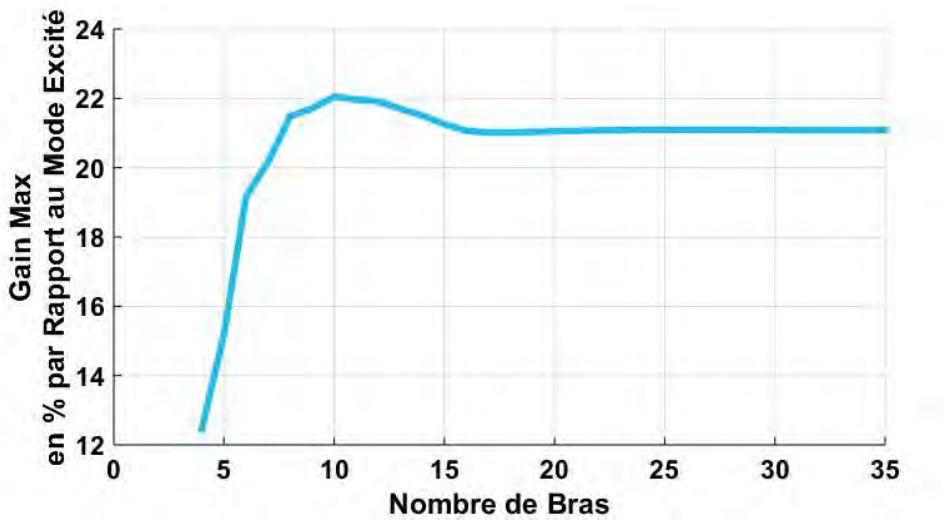


Figure II. 9 : Evolution des Gains Maximaux des Interactions en Pourcent en Fonction du Nombre de Bras pour les méthodes ECM/MCMD/MCA

D'après la figure ci-dessus le maximum des interactions se situe pour un convertisseur à 10 bras autour de 22% et ce gain maximal d'interactions tend à se stabiliser autour de 21% pour un nombre de bras supérieur à 20.

Au vue de ces résultats il est possible de considérer que les interactions ne seront pas intrusives dans la régulation de ces méthodes pour un couplage cascade cyclique et ce quel que soit le nombre de bras mis en jeu dans le cas d'un convertisseur multiniveaux parallèle.

c) Méthode MCE

Tout comme pour les 3 méthodes du paragraphe précédent la matrice $D^{MCE}{}_{CC}{}^{-1}(s)$ n'est pas diagonale. Dans la même optique la démarche vue précédemment sera réappliquée afin de déterminer l'évolution des interactions générées par cette méthode.

D'après II. 37 l'interaction la plus grande est :

$$G_{int} = \frac{4Ms}{(2R+2Ls)(2R+2(L+M)s)} \qquad \text{II. 47}$$

Ainsi en appliquant la même méthode :

$$G_{max_{int}} = -4\,\frac{exp\left(\frac{log\left(\frac{M}{L}+1\right)}{\frac{L}{L+M}-1}\right) - exp\left(\frac{log\left(\frac{M}{L}+1\right)}{1-\frac{L+M}{L}}\right)}{2R} = 2 \qquad \text{II. 48}$$

Le gain des modes étant toujours de $\frac{1}{2R} = 4$ il y a donc une interaction de 50%, ce qui est bien faible mais ne présage pas une évolution satisfaisante en comparaison à celle vue précédemment.

Afin d'observer l'évolution des interactions la Figure II. 10 représente les gains maximaux en pourcent pour des systèmes compris entre 4 et 8 bras.



Figure II. 10 : Evolution des Gains Maximaux des Interactions en Pourcent en Fonction du Nombre de Bras pour la méthode MCE

A partir de 6 bras les interactions sont supérieures à 100%, cette méthode n'assure donc pas un bon fonctionnement en boucle fermée. Du fait de ces résultats dans toutes la suite la méthode MCE sera abandonnée dans le cas d'un couplage cascade cyclique.

II.1.C.1.C Robustesse du Modèle par Rapport aux Interactions

Il a été vu dans le dernier paragraphe que la méthode de diagonalisation pour les deux types de couplage ainsi que les 4 autres méthodes pour un coupleur monolithique assuraient un découplage total sans interactions. Cependant ce résultat est valable uniquement en ayant une connaissance exacte des paramètres du coupleur mais aussi si toutes les inductances de phases, les mutuelles et les résistances de bobinage sont les mêmes, or ce cas qui est rarement

le cas. Afin d'obtenir des résultats plus proche de la réalité l'étude précédente va être reprise sur un système en introduisant une imprécision sur les paramètres. Le but ici est la détermination de l'évolution des interactions crées avec un coupleur monolithique et de l'évolution des interactions modifiées pour un couplage cascade cyclique.

Afin de tester ce phénomène les matrices de couplages $Z(s)$ seront modifiées de manière aléatoire en multipliant chaque variable par un coefficient équivalent à une imprécision de paramètres fixée. Ainsi pour une imprécision de 50% la matrice présenté en II. 21 avec un couplage cascade cyclique pour 4 bras devient :

$$Z_{CC}(s) = \begin{pmatrix} 3Ls + 2R + R_{ch} & -0{,}5Ms + R_{ch} & 0 & -0{,}5Ms + R_{ch} \\ -0{,}5Ms + R_{ch} & Ls + 2R + R_{ch} & -1{,}5Ms + R_{ch} & 0 \\ 0 & -1{,}5Ms + R_{ch} & 3Ls + 2R + R_{ch} & -0{,}5Ms + R_{ch} \\ -0{,}5Ms + R_{ch} & 0 & -0{,}5Ms + R_{ch} & Ls + 2R + R_{ch} \end{pmatrix} \quad \text{II. 49}$$

Il faudra s'assurer que pour chaque couplage l'inductance de mode commun reste positive pour le cas le plus défavorable. C'est-à-dire d'après l'équation II. 37 pour une imprécision de 50% et dans le cas d'un couplage cascade cyclique que la condition suivante doit être satisfaite :

$$L - 3M > 0 \quad \text{II. 50}$$

De même dans le cas d'un coupleur monolithique cette condition vaut :

$$0{,}5L - 1{,}5M > 0 \quad \text{II. 51}$$

L'étude consiste en 10 tests sur des matrices $Z(s)$, à 4 bras, tirées aléatoirement en fonction du couplage et d'une imprécision sur les paramètres fixée, les valeurs des gains maximums donnés par la suite correspondent à la moyenne des dix gains maximaux mesurés pour chaque essai.

a) Cas Monolithique

Précédemment il a été montré que pour le cas d'un coupleur monolithique la matrice équivalente ${D_{MONO}}^{-1}(s)$ était la même pour chaque méthode étudiée. Dans ce paragraphe toutes les méthodes seront donc étudiées en même temps. Le Tableau II. 1 donne les valeurs des gains maximaux pour différentes erreurs de mesure.

+/- Erreur (en %)	50	25	10
Gain max (en %)	9,64	5,61	1,88

Tableau II. 1 : Evolution des Interactions pour un Coupleur Monolithique à 4 Bras avec Différentes Imprécisions de Mesure

Ainsi un système avec des paramètres mal connus entraîne la création d'interactions sur un système couplé monolithiquement. Cependant pour des erreurs usuelles (10%) ces interactions sont faibles et grandement inférieures aux gains des modes différentiels, elles ne devraient pas venir perturber la régulation du système en boucle fermée. Il est possible de remarquer de plus que le gain maximal est environ égal à $^1/_5$ de l'erreur de modélisation.

b) Cas Cascade Cyclique

Une imprécision sur les paramètres des coupleurs est responsable de l'apparition d'interactions sur des systèmes totalement découplés. Pour le cas d'un couplage cascade cyclique il y a deux cas de figure : dans un cas le système est totalement découplé et dans un autre cas ce système n'est que partiellement découplé. Le but ici est de voir si dans le premier il y a aussi création d'interactions et dans le deuxième si les interactions sont modifiées.

b.1) Diagonalisation

Une certitude est que la méthode de diagonalisation permet un découplage total quel que soit le couplage, pour un système parfaitement connu. Cependant il a été montré que dans le cas d'un coupleur monolithique une mauvaise connaissance du système créait des interactions. Afin de vérifier si cette tendance se confirme pour un couplage cascade cyclique, le Tableau II. 2 présente les résultats obtenus après simulation pour différentes erreurs.

+/- Erreur (en %)	50	25	10
Gain max (en %)	23,39	6,16	6,84

Tableau II. 2 : Evolution des Interactions pour un Couplage Cascade Cyclique à 4 Bras avec Différentes Imprécisions de Mesure pour la Méthode de Diagonalisation

Ainsi pour des imprécisions de paramètres testées faible le gain maximal est autour de 6,5%. Il est possible d'en déduire que ces interactions ne seront pas perturbantes pour la régulation. Il faut aussi remarquer que pour une erreur supérieure à 25% le couplage cascade cyclique présente une forte augmentation des interactions contrairement au coupleur monolithique.

b.2) ECM/MCMD/MCA

A l'inverse des deux derniers cas d'étude, ces méthodes possédaient initialement des interactions. Dans ce paragraphe l'évolution de ces interactions pour différentes imprécisions

des paramètres sera étudiée. Le Tableau II. 3 présente ces évolutions pour un convertisseur à 4 bras avec un couplage cascade cyclique.

+/- Erreur (en %)	50	25	10	0
Gain max (en %)	14,89	6,5	2,61	12,5

Tableau II. 3 : Evolution des Interactions pour un Couplage Cascade Cyclique à 4 Bras avec Différentes Imprécisions de Mesure pour les Méthodes ECM/MCMD/MCA

D'après les résultats précédents (Figure II. 8) les interactions était de 12,5%, ici pour toutes des erreurs non nulles les interactions sont de l'ordre de $^{1}/_{3,5}$ de l'erreur. Ainsi pour une imprécision inférieure à 50% la conclusion énoncée précédemment sur la régulation des modes différentiels en boucle fermée reste inchangée.

Il a été vu au cours de cette partie que malgré des paramètres partiellement mal connus les résultats obtenus restent acceptables et sont encourageant vis-à-vis du bon fonctionnement de la régulation future.

II.1.C.2 Evolution des Paramètres des Modes Différentiels

Dans la dernière partie l'influence des termes anti-diagonaux de la matrice équivalente sur les modes différentiels a été étudiée. La conclusion était que leur influence ne perturberait pas le bon fonctionnement en boucle fermée. Maintenant l'étude sera axée sur l'évolution des constantes de temps et des gains des modes différentiels afin de déterminer une généralisation du système et donc un système minimal permettant de dimensionner les correcteurs en boucle fermée.

II.1.C.2.A Cas Monolithique

D'après l'annexe B, il a été montré qu'avec un coupleur monolithique et ce quel que soit la méthode utilisée toutes les méthodes généraient un mode commun et un mode différentiel présent $(n-1)$ fois [ADA12]. De ce fait d'après l'équation II. 38 il est possible avec un système à 2 bras de dimensionner tous les correcteurs du système avec les expressions suivantes pour le mode commun et les modes différentiels :

$$mc = \frac{n}{R+nR_{ch}+(L-(n-1)M)s} \quad \text{et} \quad md = \frac{1}{R+(L+M)s} \qquad \text{II. 52}$$

La détermination de la matrice de correcteur dans le cas d'un coupleur monolithique est donc immédiate.

II.1.C.2.B Cas Cascade Cyclique

Du fait de la non-symétrie de la matrice de couplage $Z_{CC}(s)$, il est impossible de déterminer une forme généralisée de la matrice équivalente ${D_{CC}}^{-1}(s)$. Cependant ce paragraphe cherchera une tendance d'évolution entre les différents modes différentiels.

a) Diagonalisation

Dans la but de déterminer une évolution des constantes de temps du système et sachant qu'une forme généralisée du mode commun (cf. Annexe B) a été déterminée telle que :

$$mc = \frac{n}{2R+nR_{ch}+2(L-M)s} \qquad \text{II. 53}$$

L'étude se focalisera sur les termes diagonaux de la matrice équivalente ${D_{CC}}^{-1}(s)$ sans le premier terme (correspondant au mode commun). Il y aura donc pour un système à n bras : un vecteur à $(n-1)$ modes différentiels. Par exemple pour un système à 4 bras le vecteur de modes différentiels sera le suivant :

$$I_{md}(s) = \begin{pmatrix} \frac{1}{2R+2(L+M)s} \\ \frac{1}{2R+2Ls} \\ \frac{1}{2R+2Ls} \end{pmatrix} V_{md}(s) \qquad \text{II. 54}$$

Ceci permet d'en déduire les temps de réponses suivants :

$$\tau_1 = \frac{L+M}{R} \qquad \tau_2 = \frac{L}{R} \qquad \tau_3 = \frac{L}{R} \qquad \text{II. 55}$$

Dans le cas d'un couplage à 5 bras le vecteur de courants différentiels tel que :

$$I_{md}(s) = \left(\frac{1}{2R+\left(2L+M\frac{1+\sqrt{5}}{2}\right)s} \quad \frac{1}{2R+\left(2L+M\frac{1+\sqrt{5}}{2}\right)s} \quad \frac{1}{2R+\left(2L+M\frac{1-\sqrt{5}}{2}\right)s} \quad \frac{1}{2R+\left(2L+M\frac{1-\sqrt{5}}{2}\right)s}\right)^t V_{md}(s) \text{II. 56}$$

De ce fait les constantes de temps associées sont :

$$\tau_1 = \frac{2L+M\frac{1+\sqrt{5}}{2}}{2R} \quad \tau_2 = \frac{2L+M\frac{1+\sqrt{5}}{2}}{2R} \quad \tau_3 = \frac{2L+M\frac{1-\sqrt{5}}{2}}{2R} \quad \tau_4 = \frac{2L+M\frac{1-\sqrt{5}}{2}}{2R} \qquad \text{II. 57}$$

Respectivement les vecteurs de courants différentiels ainsi que leurs constantes de temps associées pour 6 [ADA12] et 8 bras sont donnés :

$$I_{md}(s) = \begin{pmatrix} \frac{1}{2R+(2L+M)s} \\ \frac{1}{2R+(2L+M)s} \\ \frac{1}{2R+2(L+M)s} \\ \frac{1}{2R+(2L-M)s} \\ \frac{1}{2R+(2L-M)s} \end{pmatrix} V_{md}(s) \quad \text{et} \quad I_{md}(s) = \begin{pmatrix} \frac{1}{2R+2(L+M)s} \\ \frac{1}{2R+2Ls} \\ \frac{1}{2R+2Ls} \\ \frac{1}{2R+(2L+\sqrt{2}M)s} \\ \frac{1}{2R+(2L+\sqrt{2}M)s} \\ \frac{1}{2R+(2L-\sqrt{2}M)s} \\ \frac{1}{2R+(2L-\sqrt{2}M)s} \end{pmatrix} V_{md}(s) \quad \text{II. 58}$$

$$\begin{aligned} \tau_1 &= \frac{2L+M}{2R} \\ \tau_2 &= \frac{2L+M}{2R} \\ \tau_3 &= \frac{L+M}{R} \\ \tau_4 &= \frac{2L-M}{2R} \\ \tau_5 &= \frac{2L-M}{2R} \end{aligned} \quad \text{et} \quad \begin{aligned} \tau_1 &= \frac{L+M}{R} \\ \tau_2 &= \frac{L}{R} \\ \tau_3 &= \frac{L}{R} \\ \tau_4 &= \frac{2L+\sqrt{2}M}{2R} \\ \tau_5 &= \frac{2L+\sqrt{2}M}{2R} \\ \tau_6 &= \frac{2L-\sqrt{2}M}{2R} \\ \tau_7 &= \frac{2L-\sqrt{2}M}{2R} \end{aligned} \quad \text{II. 59}$$

Du fait de la complexité des calculs il n'est pas possible de simuler des systèmes plus complexes en symbolique, une généralisation du dimensionnement pour cette méthode avec ce type de couplage n'est par conséquent pas envisageable. Ainsi ce point montre donc les limites de cette méthode au vue des possibilités de calculs actuelles. Cependant il est possible d'obtenir les résultats pour des valeurs numériques.

b) Méthodes ECM/MCMD/MCA

L'objectif étant le même que pour la méthode de diagonalisation et ayant déjà une forme généralisée (cf. Annexe B) du mode commun vue en II. 53, la même démarche que précédemment sera adoptée. Ainsi pour un système à 4 bras :

$$I_{md}(s) = \begin{pmatrix} \frac{2R+(2L+M)s}{(2R+2Ls)(2R+2(L+M)s)} \\ \frac{1}{2R+2Ls} \\ \frac{2R+(2L+M)s}{(2R+2Ls)(2R+2(L+M)s)} \end{pmatrix} V_{md}(s) \quad \text{II. 60}$$

La Figure II. 11 montre la réponse à un échelon de ces modes avec les mêmes paramètres que II. 40.

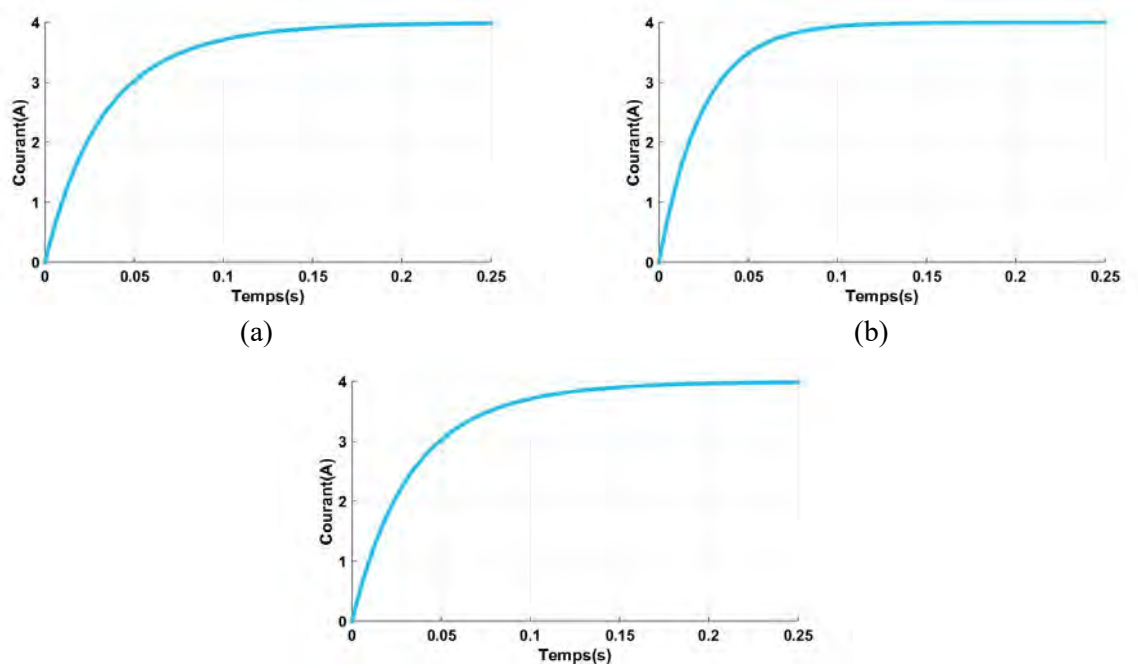


Figure II. 11 : Réponse Temporelle des Courants Différentiels pour un Couplage Cascade Cyclique à 4 Bras avec les Méthodes ECM/MCMD/MCA (a) I_{md1} (b) I_{md2} et (c) I_{md3}

Il est important de remarquer que même si les modes différentiels 1 et 3 ne sont pas des premiers ordres, ceux-ci se comportent de façon similaire à un 1er ordre. Il est donc possible d'en déduire pour chaque mode différentiel les constantes de temps équivalentes suivantes :

$$\tau_1 = 34{,}4\ ms \qquad \tau_2 = 24{,}3\ ms \qquad \tau_3 = 34{,}4\ ms \qquad \text{II. 61}$$

Il est possible de remarquer que les constantes de temps extrêmes τ_1 et τ_3 sont identiques, ce qui sera le cas également par la suite.

La Figure II. 12 représente les constantes de temps en fonction du courant différentiel.

La suite visera en l'augmentation du nombre de bras afin d'obtenir plus de courants différentiels. Ainsi pour un système à 5 bras il y a donc le vecteur suivant :

$$I_{md}(s) = \begin{pmatrix} \frac{2R+2Ls}{\left(2R+\left(2L-M\frac{\sqrt{5}-1}{2}\right)s\right)\left(2R+\left(2L+M\frac{\sqrt{5}+1}{2}\right)s\right)} \\ \frac{2R+(2L+M)s}{\left(2R+\left(2L-M\frac{\sqrt{5}-1}{2}\right)s\right)\left(2R+\left(2L+M\frac{\sqrt{5}+1}{2}\right)s\right)} \\ \frac{2R+(2L+M)s}{\left(2R+\left(2L-M\frac{\sqrt{5}-1}{2}\right)s\right)\left(2R+\left(2L+M\frac{\sqrt{5}+1}{2}\right)s\right)} \\ \frac{2R+2Ls}{\left(2R+\left(2L-M\frac{\sqrt{5}-1}{2}\right)s\right)\left(2R+\left(2L+M\frac{\sqrt{5}+1}{2}\right)s\right)} \end{pmatrix} V_{md}(s) \qquad \text{II. 62}$$

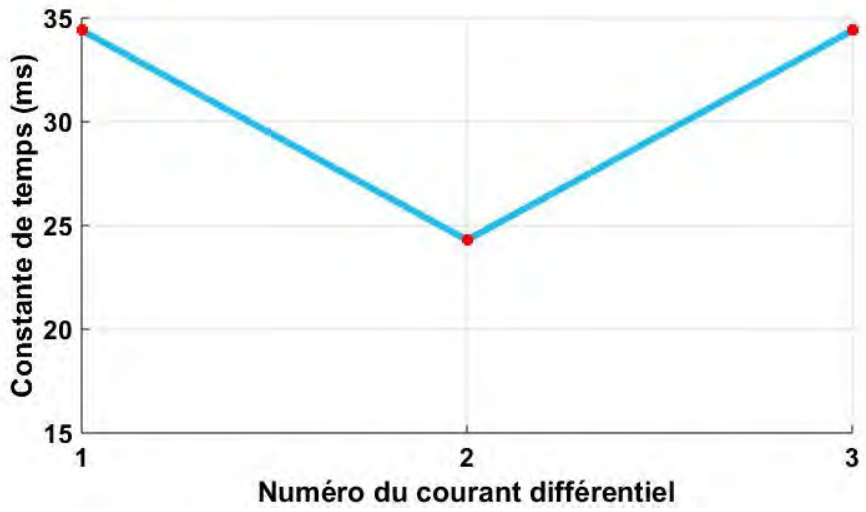


Figure II. 12 : Evolution des Constantes de Temps en Fonction des Courants Différentiels pour un Couplage CC à 4 Bras

Les réponses temporelles de ces courants différentiels sont présentées sur Figure II. 13.

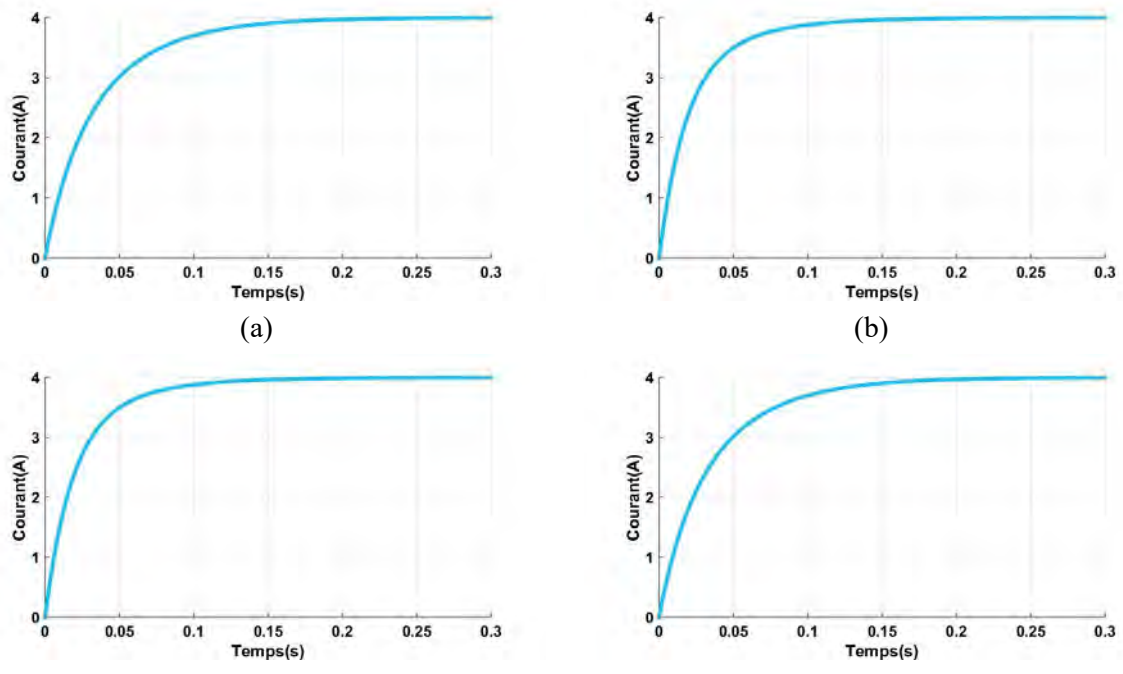


Figure II. 13 : Réponse Temporelle des Courants Différentiels pour un Couplage Cascade Cyclique à 5 Bras avec les Méthodes ECM/MCMD/MCA (a) I_{md1} (b) I_{md2} (c) I_{md3} et (d) I_{md4}

Comme dans le cas précédent les modes différentiels mis en jeu ne sont pas des premiers ordres mais leur comportement est équivalent à un premier ordre. Ainsi :

$$\tau_1 = 34{,}2\ ms \qquad \tau_2 = 21{,}6\ ms \qquad \tau_3 = 21{,}6\ ms \qquad \tau_4 = 34{,}2\ ms \qquad \text{II. 63}$$

Il est possible ici aussi de remarquer que les constantes de temps extrêmes sont les mêmes tout comme celles du milieu (τ_2 et τ_3).

La représentation des constantes de temps en fonction des courants différentiels est donnée sur la Figure II. 14.

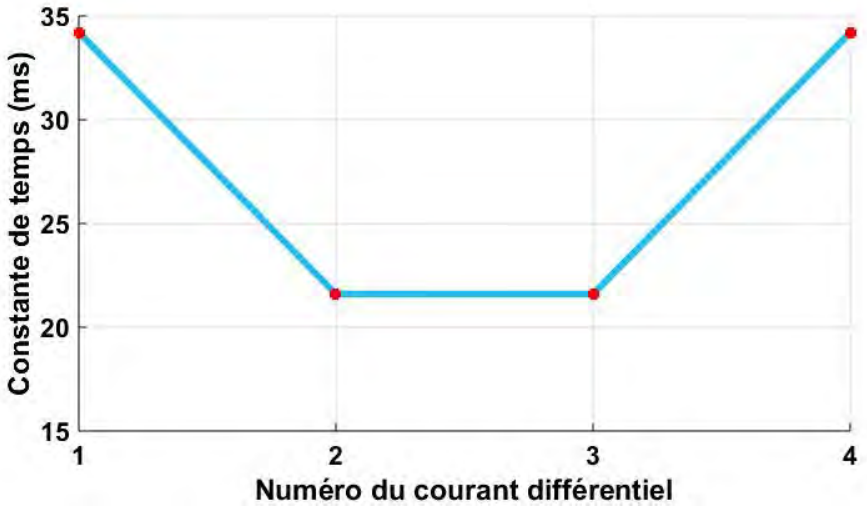


Figure II. 14 : Evolution des Constantes de Temps en Fonction des Courants Différentiels pour un Couplage CC à 5 Bras

Il faut remarquer que les constantes de temps des modes différentiels pour des systèmes à 4 et 5 bras sont quasiment les mêmes et que les gains sont toujours équivalent à $\frac{1}{2R}$ quel que soient les modes différentiels. Afin de vérifier cette tendance l'augmentation du nombre de bras sera réitérée pour 6, 8, 10 et 30 bras.

Pour un système à 6 bras le vecteur de courants différentiels est le suivant :

$$I_{md}(s) = \begin{pmatrix} \frac{\left(2R+\left(2L-M\frac{\sqrt{5}-1}{2}\right)s\right)\left(2R+\left(2L+M\frac{\sqrt{5}+1}{2}\right)s\right)}{(2R+(2L+M)s)(2R+2(L+M)s)(2R+(2L-M)s)} \\ \frac{2R+2Ls}{(2R+(2L+M)s)(2R+(2L-M)s)} \\ \frac{2R+(2L+M)s}{(2R+2(L+M)s)(2R+(2L-M)s)} \\ \frac{2R+2Ls}{(2R+(2L+M)s)(2R+(2L-M)s)} \\ \frac{\left(2R+\left(2L-M\frac{\sqrt{5}-1}{2}\right)s\right)\left(2R+\left(2L+M\frac{\sqrt{5}+1}{2}\right)s\right)}{(2R+(2L+M)s)(2R+2(L+M)s)(2R+(2L-M)s)} \end{pmatrix} V_{md}(s) \qquad \text{II. 64}$$

Tout comme précédemment il y a bien un comportement équivalent à un premier ordre avec un gain de $\frac{1}{2R}$. Les constantes de temps associées à chaque courant différentiel sont :

$$\tau_1 = 34{,}2\ ms \qquad \tau_2 = 21{,}1\ ms \qquad \tau_3 = 18{,}9\ ms \qquad \text{II. 65}$$
$$\tau_4 = 21{,}1\ ms \qquad \tau_5 = 34{,}2\ ms$$

Les constantes de temps τ_1 et τ_5 sont identiques ainsi que τ_2 et τ_4. Afin de vérifier cette tendance la Figure II. 15 montre les constantes de temps pour des systèmes allant de 4 à 30 bras.

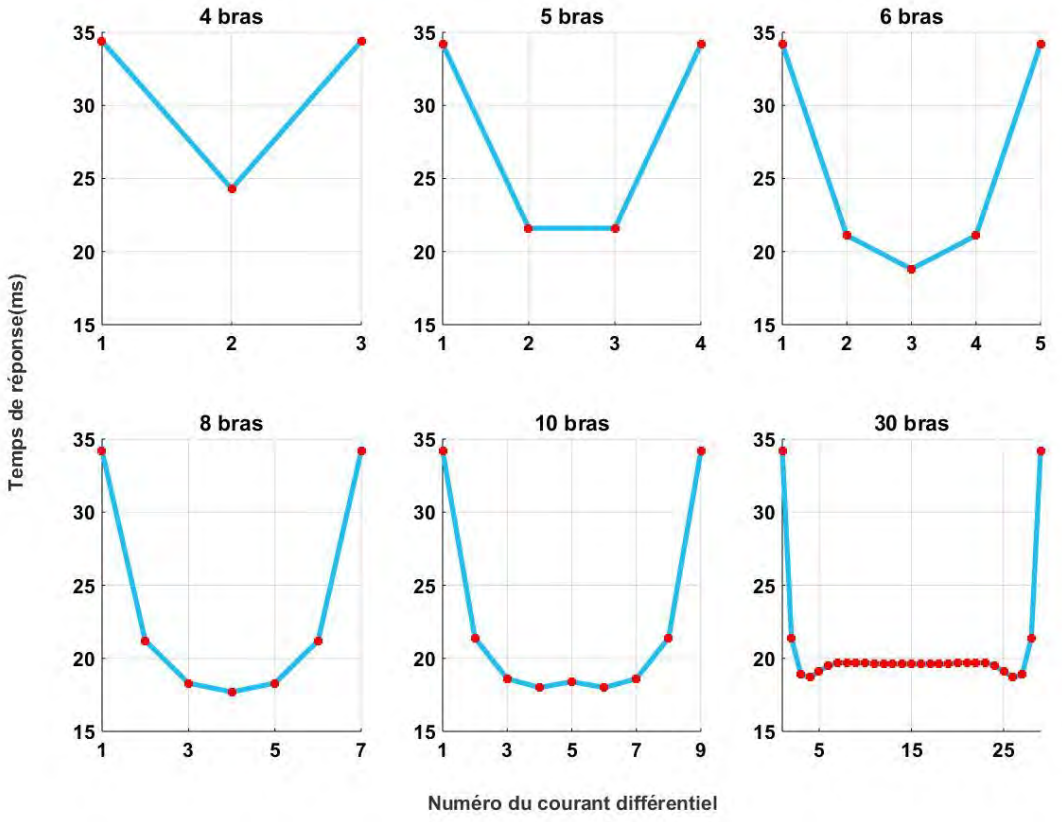


Figure II. 15 : Evolution des Constantes de Temps en Fonction du Nombre de Bras pour un Couplage CC

A l'instar des résultats précédents les constantes de temps des modes sont quasi-identiques, la Figure II. 16 montre respectivement la réponse temporelle des courants différentiels 1,2 et 3 après application d'un échelon unitaire pour un nombre de bras entre 4 et 8 avec un premier ordre identifié à l'aide des constantes de temps et des gains des modes différentiels.

D'après la Figure II. 15 les constantes de temps évoluent indépendamment du nombre de bras c'est-à-dire que pour un système à 4 bras ou à 30 bras les constantes de temps des courants différentiels 1 et 2 sont les mêmes. L'évolution des modes différentiels est symétrique, c'est-à-dire pour un système à n bras les modes différentiels i et $(n-i)$ (avec $i \in \left[\!\left[1, \frac{n}{2}\right]\!\right]$) sont toujours les mêmes. A partir du $11^{\text{ème}}$ mode différentiel (soit un convertisseur à 22 bras) il y a l'apparition d'un « palier », les constantes de temps médianes sont toutes les mêmes.

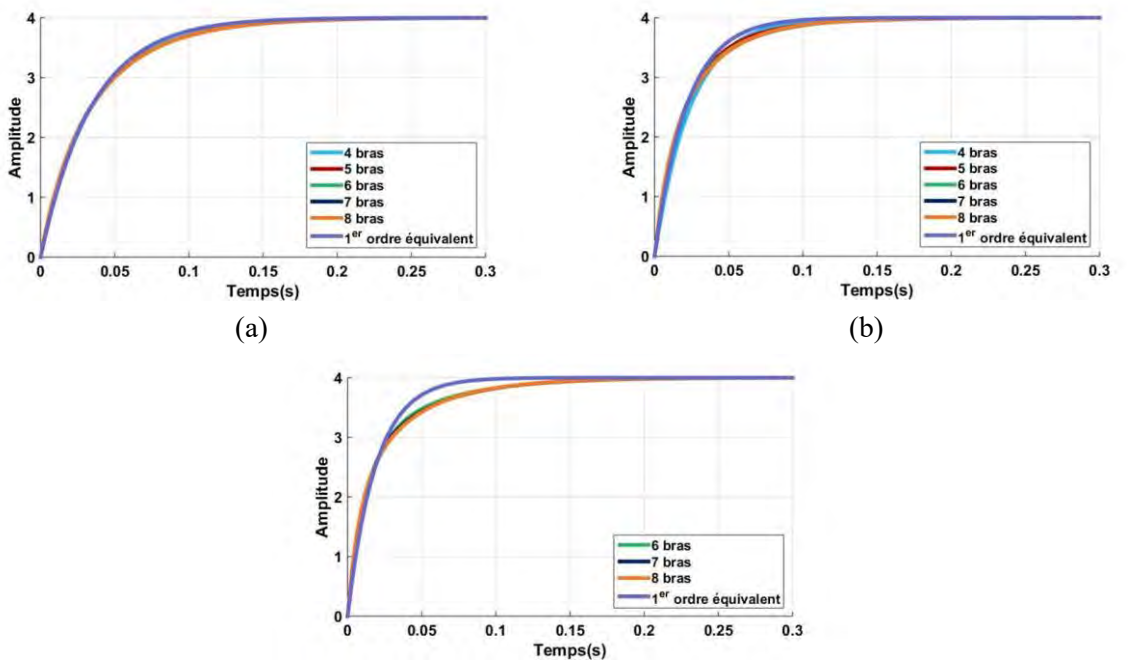


Figure II. 16 : Comparaison des Modes Différentiels avec un 1er Ordre Equivalent pour Différents Nombres de Bras (a) I_{md1} (b) I_{md2} et (c) I_{md3}

Ainsi il est possible de déduire de la figure ci-dessus la représentation schématique suivante :

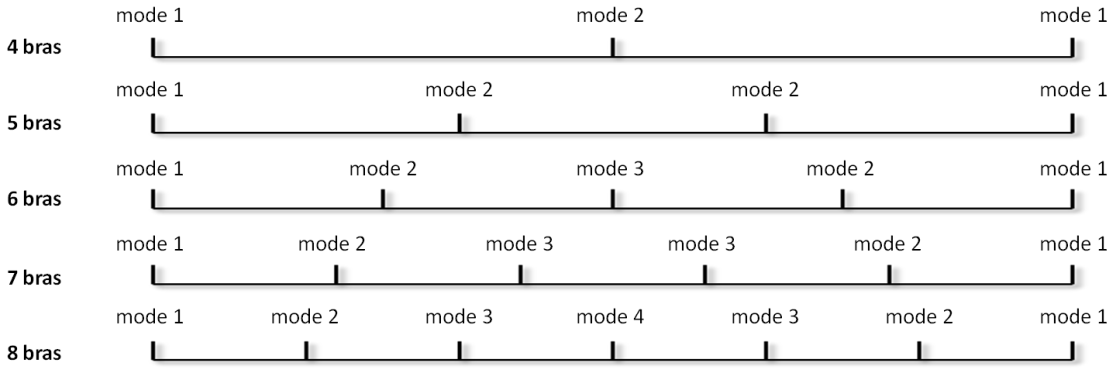


Figure II. 17 : Evolution des Modes Différentiels en Fonction du Nombre de Bras

Afin de vérifier cette tendance cette courbe sera retracée pour 7 jeux de paramètres différents avec 50 bras. La Figure II. 18 présente l'évolution des constantes de temps de modes communs pour tous ces jeux.

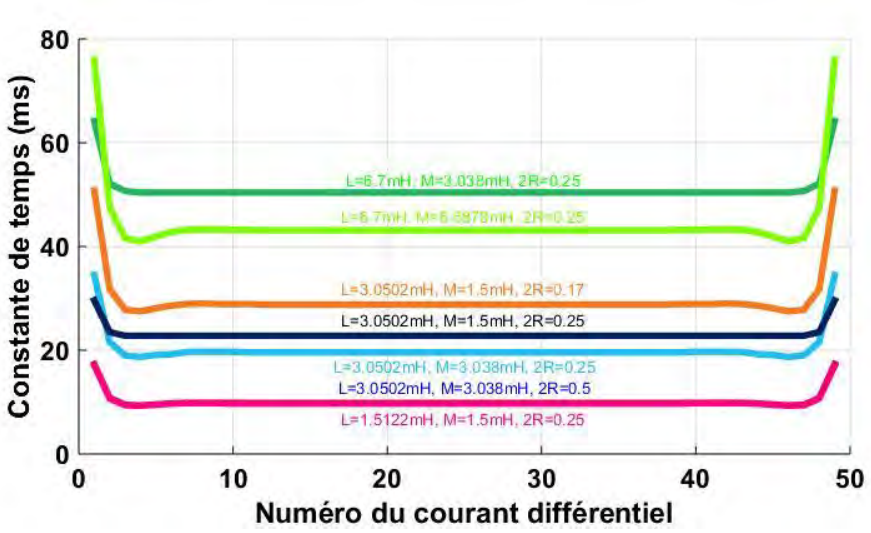


Figure II. 18 : Evolution des Constantes de Temps en Fonction des Paramètres des Coupleurs

La figure ci-dessus montre bien que pour différents coupleurs l'évolution des constantes de temps est bien symétrique et qu'à partir d'un certain nombre de bras les constantes de temps des courants différentiels médians sont toutes identiques. Du fait de la présence de « cavités » sur les systèmes fortement couplés, le « palier » apparait donc plus tôt pour des systèmes moins couplés.

Il est possible d'approximer la valeur de la constante de temps de ce « palier » pour tous les jeux de paramètres à 10% près avec la formule suivante :

$$\tau_{pal} = \frac{2L - {}^{M}/_{2}}{2R} \qquad \text{II. 66}$$

La suite vise à déterminer s'il est possible de dimensionner les correcteurs de la boucle fermée pour un système minimisé ou s'il est obligatoire de réaliser l'étude pour un système à 22 bras.

La Figure II. 19 montre le ratio entre la constante de temps du courant différentiel et celle des courants différentiels de « palier ». L'objectif ici est de déterminer en fixant une erreur donnée s'il est possible de dimensionner tous les correcteurs pour un système inférieur à 22 bras.

D'après les résultats obtenus, en se limitant à une erreur de 5% la détermination des constantes de temps des courants différentiels d'un convertisseur avec un couplage cascade cyclique à n bras est réalisable avec seulement 3 constantes de temps différentielles différentes. C'est-à-dire qu'en réalisant une étude sur un système à 6 bras la modélisation est en mesure de dimensionner les correcteurs en boucle fermée pour n'importe quel nombre de bras connecté en parallèle.

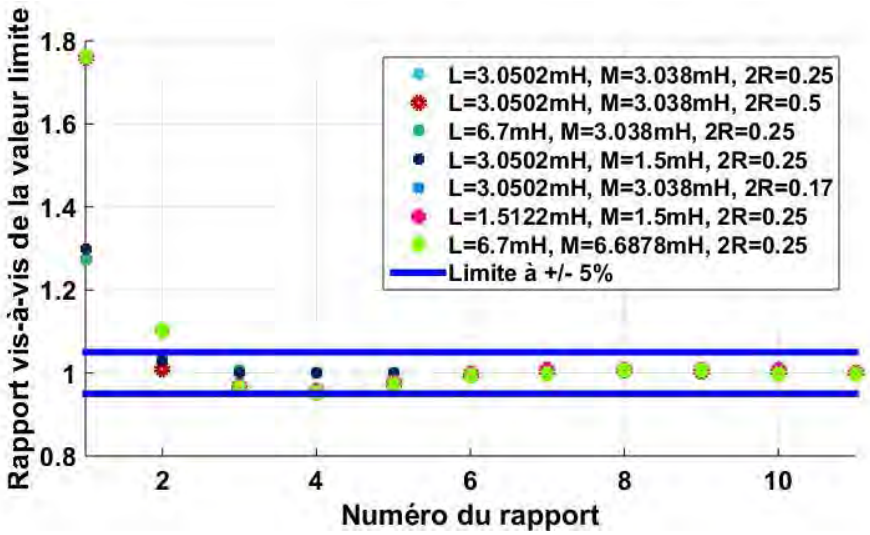


Figure II. 19 : Evolution du Ratio entre la Constante de Temps Associée au Courant Différentiel et celle du « Palier »

II.1.D Conclusion

Le but de cette partie visait à généraliser l'évolution des courants de mode commun et de modes différentiels en boucle ouverte dans l'optique d'obtenir un dimensionnement immédiat des correcteurs en boucle fermée d'après la nouvelle structure de commande énoncée (régulation du mode commun et des modes différentiels et non des courants de bras). Il a été montré au cours de cette partie que du fait de cette approche il était nécessaire d'étudier seulement deux types de couplage : monolithique et cascade cyclique. De plus il n'est pas obligatoire d'avoir recours à une méthode de diagonalisation (exacte et couteuse en calcul) afin d'obtenir des résultats satisfaisant voire plus performants dans le cas de système plus « réalistes ». Il a aussi été démontré qu'avec un coupleur monolithique il n'est pas nécessaire de réaliser une étude pour obtenir les valeurs du mode commun et des modes différentiels du fait de leur forme généralisée, cependant pour un couplage cascade cyclique il est obligatoire de réaliser une étude sur un système à 6 bras pour pouvoir obtenir toutes les informations nécessaires au dimensionnement des correcteurs.

II.2 Validation Expérimentale de la Modélisation

Dans cette partie un prototype correspondant au système sera réalisé afin de vérifier expérimentalement les résultats énoncés précédemment. Au vue des résultats précédents, il a été décidé de réaliser un convertisseur multiniveaux parallèle à 6 bras. La Figure II. 20 présente le schéma de principe de la structure à réaliser.

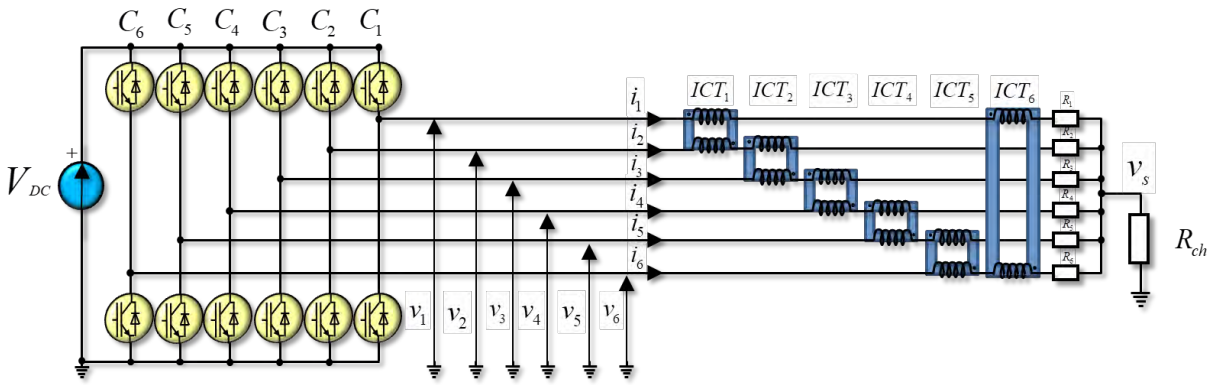


Figure II. 20 : Convertisseur Multiniveaux Parallèle à 6 Bras

II.2.A Présentation

Le bloc de puissance avec les cellules de commutation est issu de la thèse de Alexandre Lerrede [LER] (Figure II. 21), il est composé de 12 cellules de commutation de technologie IGBT avec diodes en anti parallèle 600V/100A (2MBI100N-060 Fuji Electric), refroidit par convection forcée par 4 ventilateurs. Le tout alimenté par un bus continu de 10kW (80V/510A).

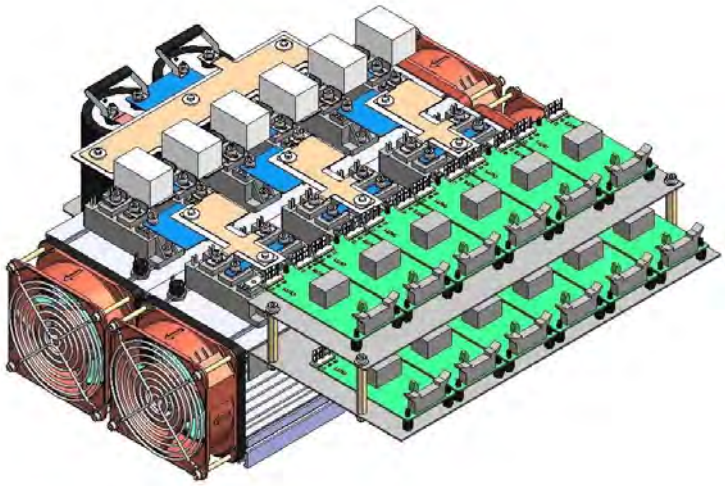


Figure II. 21 : Représentation 3D du Module de Puissance

Les différents coupleurs à mettre en place ont ensuite été réalisés en fonction de la stratégie de couplage. Du côté de la réalisation le choix s'est orienté vers une association de U et de I en ferrite afin de réaliser chaque coupleur. Les coupleurs séparés pour le couplage cascade cyclique sont composés d'un U et d'un I chacun tandis que le coupleur monolithique est issu de la thèse de Sébastien Sanchez [SAN15].

La Figure II. 22 présente les deux types de coupleurs réalisés afin de pouvoir mettre en place les deux stratégies de couplages. Les bobinages des coupleurs séparés sont réalisés à l'aide de support de bobinage en polyamide et de fil de cuivre tandis que les bobinages du coupleur monolithique sont constitués de feuillard d'aluminium.



(a) (b)

Figure II. 22 : Coupeurs Utilisés pour le Cas (a) Cascade Cyclique et (b) Monolithique

II.2.B Implémentation et Codage Numérique

Le passage entre la simulation et l'expérimentation nécessite quelques adaptations au niveau de la commande afin de permettre le bon fonctionnement du système.

Dans un premier temps il est nécessaire de mettre en place un système de contrôle. Il s'agit généralement, dans le domaine de l'électronique de puissance, d'un circuit logique programmable de type FPGA [MON] associé ou non à un processeur de signal numérique externe (DSP) [GAU] ou interne (SOPC) [LIN].

Afin de procéder à la validation expérimentale des résultats énoncés précédemment le choix se portera sur une carte FPGA DE2-115 de chez Altera (Figure II. 23) sur laquelle sera implanté un microprocesseur de type SOPC.

La transmission des ordres de commande sera réalisée à l'aide de fibres optiques afin d'assurer l'isolation galvanique entre la partie puissance et la partie commande.

Afin de procéder à la lecture des signaux à réguler il est nécessaire d'utiliser des systèmes de mesure (pour cette étude les grandeurs à mesurer seront les courants de bras et/ou de sortie du convertisseur). Il n'est pas possible d'utiliser de transformateur d'intensité car la connaissance du courant moyen est obligatoire et l'utilisation de shunt est à proscrire du fait de sa non isolation [ADA12]. En conséquence les mesures de courant seront réalisées à l'aide de capteurs de courant à effet hall [BOL10].



Figure II. 23 : Carte FPGA DE2-115

Diverses cartes électroniques sont utilisées afin de faire le lien entre les différents éléments du convertisseur : CNA/CAN, émetteur fibre otique, prétraitement. Ces cartes sont fixées sur une plaque en aluminium (Figure II. 24).

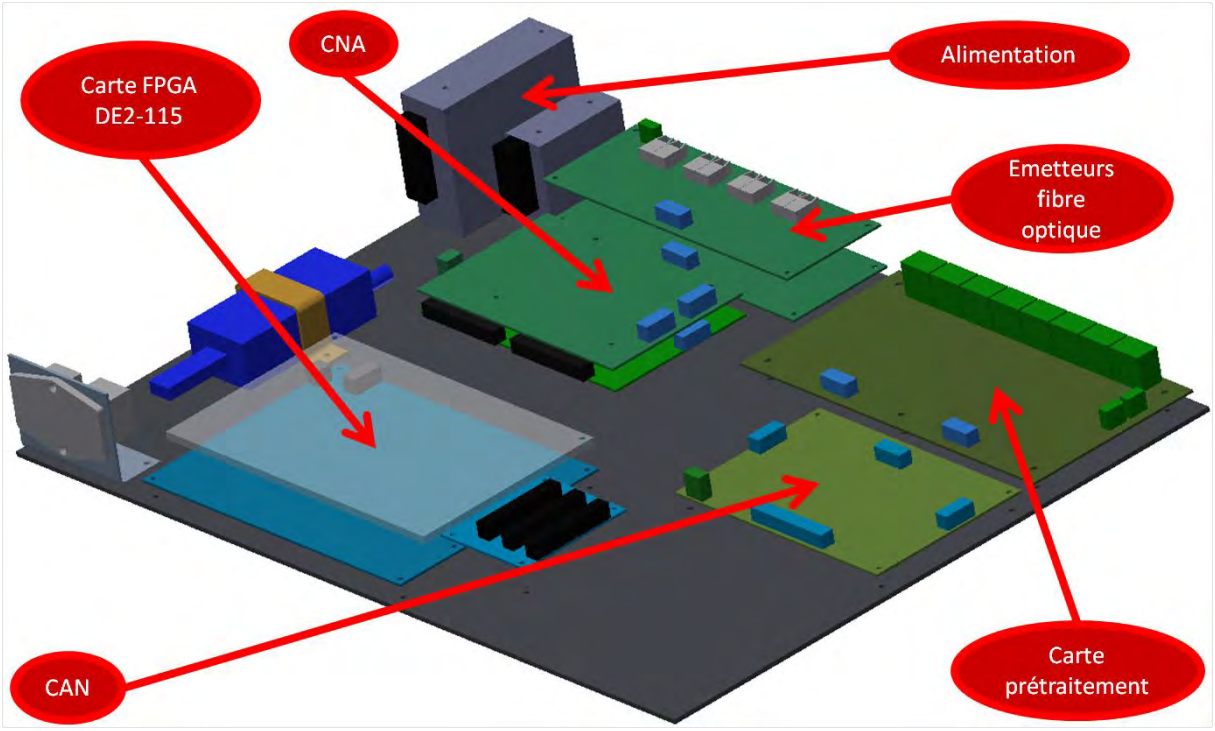


Figure II. 24 : Représentation 3D du Module de Commande

Le prototype réalisé est montré sur la Figure II. 25 avec un couplage cascade cyclique.

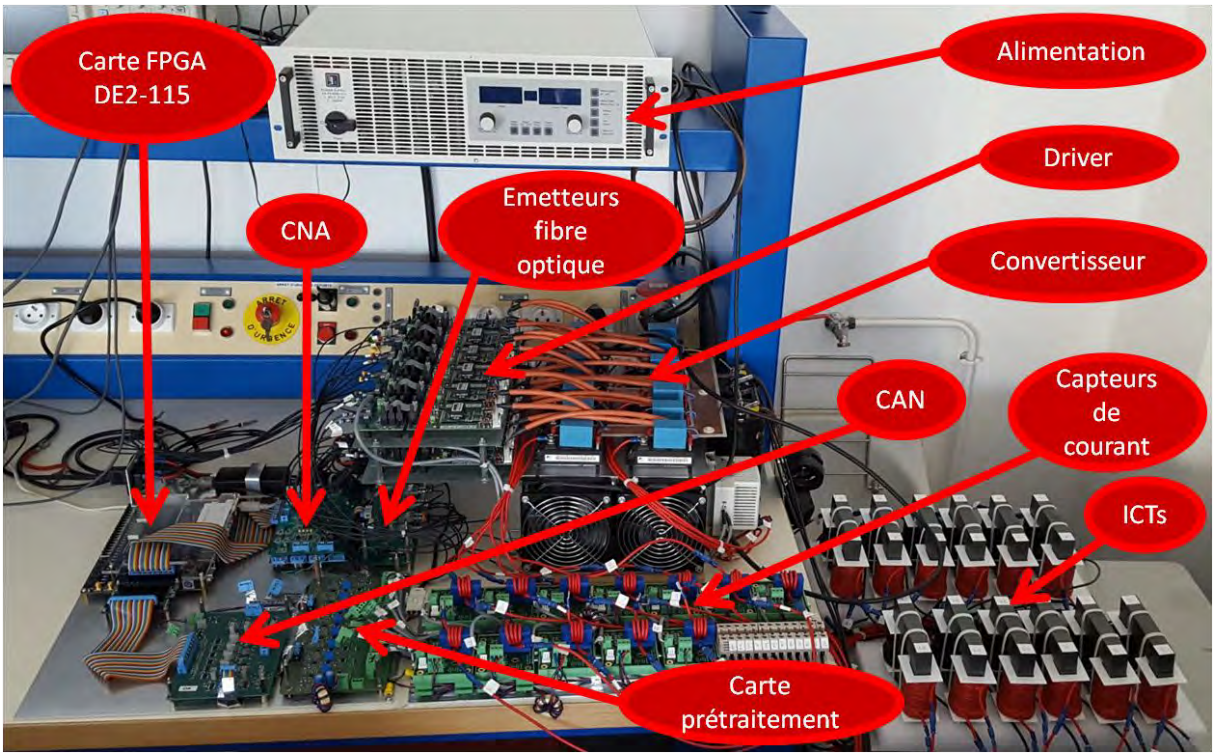


Figure II. 25 : Banc de Test Expérimental

Après avoir présenté la partie hardware du prototype, l'intérêt sera maintenant porté à la commande numérique, autrement dit à la partie software.

Les algorithmes de commande seront implémentés sur la carte FPGA. Pour ce faire une couche VHDL sera mise en place ainsi qu'un processeur embarqué (SOPC) de type NIOS II.

La partie VHDL est réalisée via Quartus. Elle s'occupe de l'affectation des entrées/sorties, ainsi que du cadencement du processeur. Le programme est chargé de la génération des porteuses ainsi que des ordres de commandes, il fixe aussi l'horloge de cadencement des CANs.

La Figure II. 26 explicite le principe de génération des porteuses lorsque Max_{Count} est égal à 6. La fréquence d'horloge du FPGA sera fixée à 50 MHz ainsi afin d'obtenir une fréquence de découpage de 20 kHz il faut respecter la relation suivante :

$$Max_{Count} = \frac{1}{2} \times \frac{f_{clk}}{f_{dec}} = 1250 \qquad II.\ 67$$

Le choix de Max_{Count} influence directement sur la quantification du système car il fixe le nombre de bits utilisé pour coder les rapports cycliques. Pour un Max_{Count} de 1250 le pas de variation du rapport cyclique minimal est :

$$\Delta\alpha_{min} = \frac{1}{Max_{Count}} = 8 \times 10^{-4} \qquad II.\ 68$$

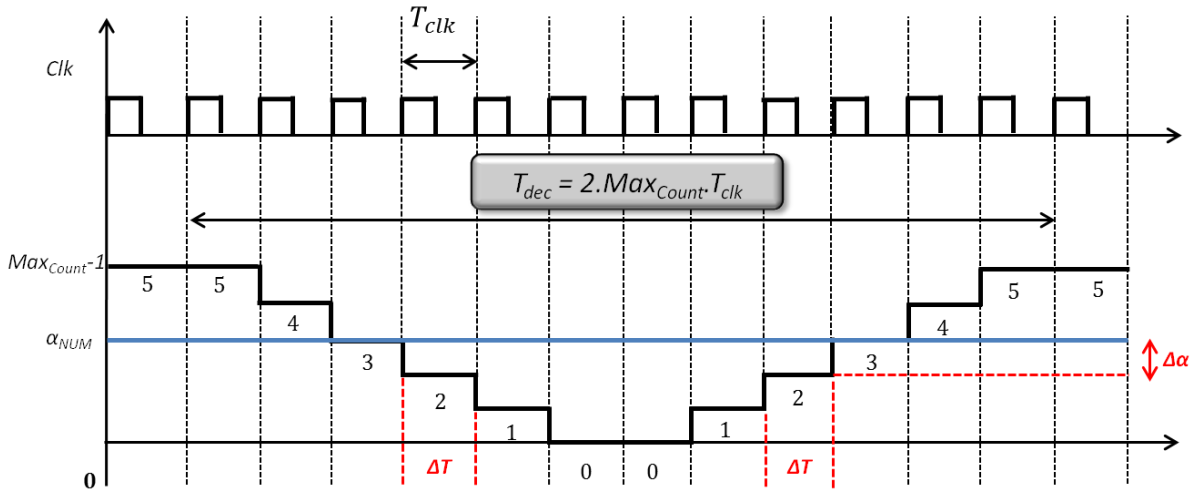


Figure II. 26 : Principe de Génération des Porteuses en Numérique

Le microprocesseur NIOS II est quand à lui réalisé sous Eclipse (en langage C). Il s'occupe de fixer la fréquence d'échantillonnage ainsi que les rapports cycliques, il permet aussi de contrôler les temps morts des interrupteurs et l'activation des CANs ainsi que l'asservissement du système.

La Figure II. 27 montre le schéma de commande associé à cette architecture.

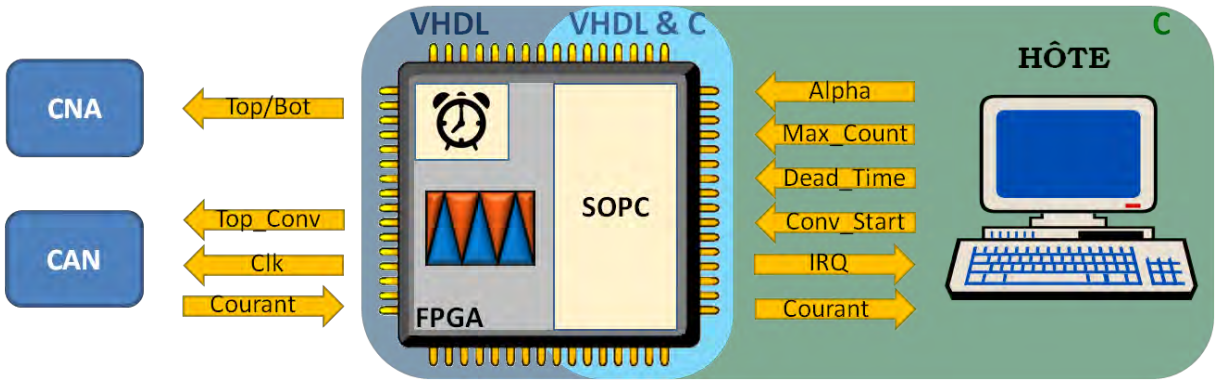


Figure II. 27 : Structure de Commande du Système

Afin de réaliser une modulation PS la porteuse 1 sera choisie comme référence et les autres seront déphasées par rapport à elle. La Figure II. 28 montre les blocs réalisés en VHDL afin d'obtenir cette configuration pour un exemple à 2 porteuses (les signaux en vert sont issus du microprocesseur).

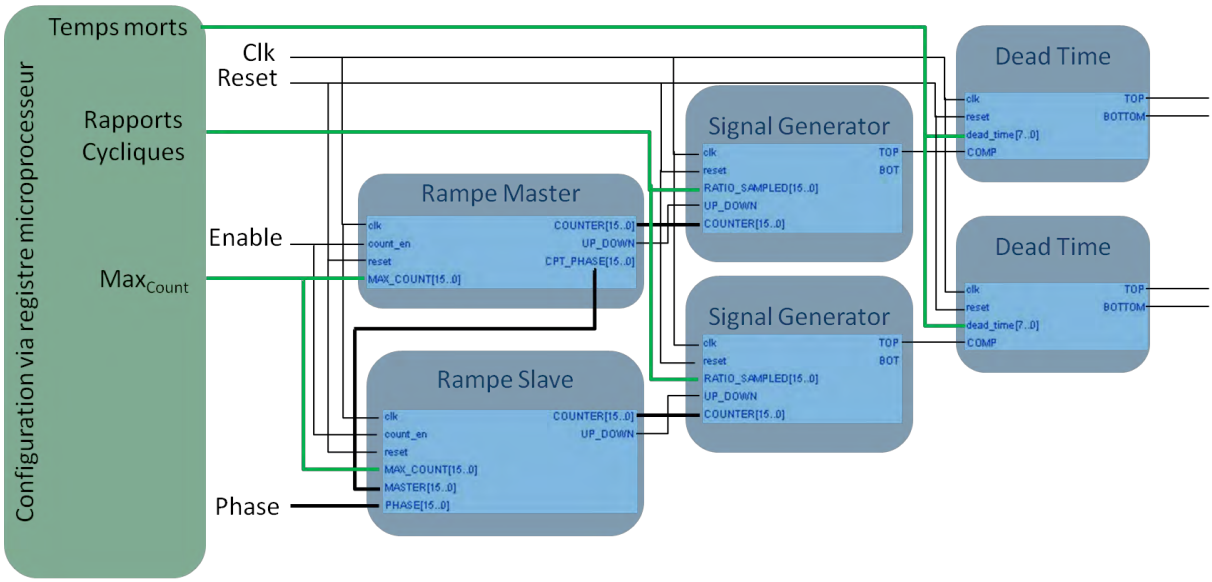


Figure II. 28 : Génération des Porteuses sur le FPGA

Le bloc Rampe Master permet de générer la porteuse 1 en fonction du Max_{Count} et de la fréquence d'horloge du FPGA. Le bloc Rampe Slave est basé sur le même principe que le bloc Rampe Master cependant il se synchronisera lorsque la Phase et la valeur de la porteuse maître seront identiques. Dans ce cas pour déphaser les porteuses de 180° il faut que la Phase soit égale à Max_{Count}. Le bloc Signal Generator permet de comparer les valeurs des rapports cycliques issus du SOPC avec les valeurs de la porteuse qui leur est associée, il est important de prendre en compte l'état de la porteuse (UP_DOWN) afin de centrer les ordres de commande. Le bloc Dead Time assure quant à lui la génération des temps mort. Les valeurs de Max_{Count} et de Temps Morts proviennent aussi du SOPC.

Un des problèmes lié aux structures multiniveaux réside sur la lecture des courants de bras. En effet la carte de prétraitement ne possédant pas de filtre de mesure la donnée reçue par les CANs est donc la valeur exacte du courant. Cependant du fait de l'entrelacement des courants, une lecture synchrone des courants mènera forcement à l'interprétation d'un courant différentiel même si les valeurs moyennes de ces courants sont identiques. Pour contrecarrer ce phénomène la lecture des courants sera réalisée de manière « décalée », c'est-à-dire que pour chaque courant cette lecture aura lieu sur le somment de la porteuse associée (i.e. la valeur moyenne instantanée). De ce fait un signal binaire équivalent à 1 lorsque la porteuse décroit et à 0 lorsqu'elle croit est généré, il est ainsi possible de synchroniser la lecture du courant associé sur le front montant de ce signal. Cette lecture sera stockée dans un buffer avec les autres courants (tout ceci est réalisé en VHDL). En NIOS II la lecture du buffer et la récupération des données est faite de façon synchrone avec le signal binaire du courant 1, les courants moyens sont donc récupérés avec un retard de $z^{-1/i}$ à f_{dec}. La Figure II. 29 montre ce mode de lecture pour un cas à 3 courants (convertisseur 4-niveaux).

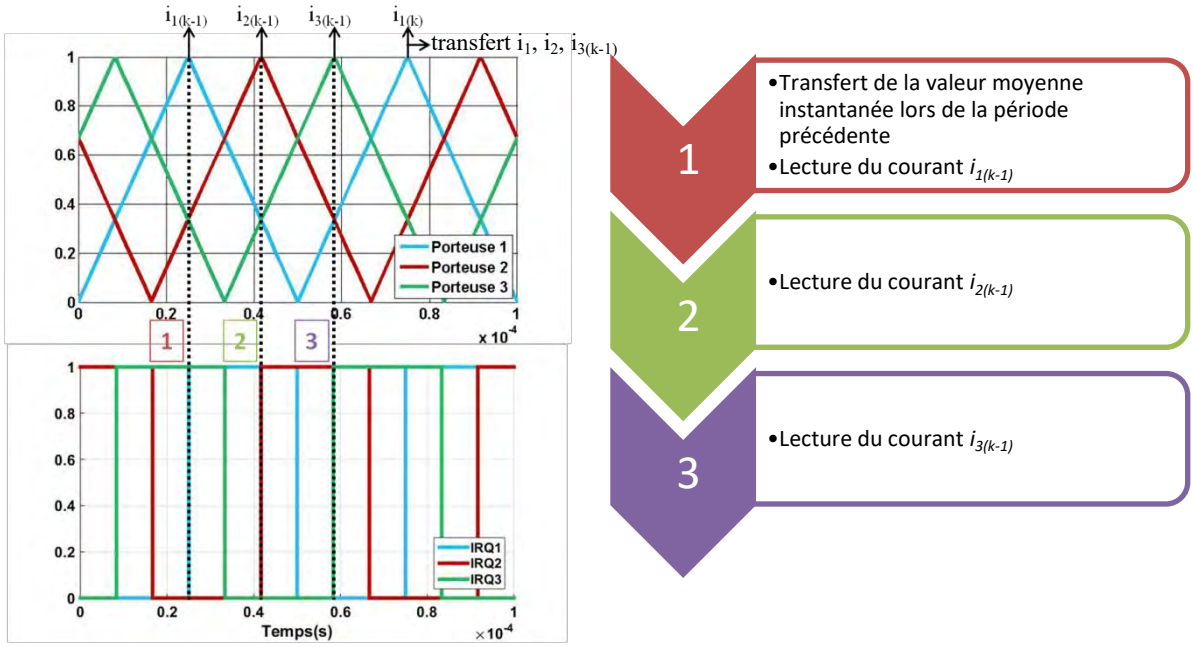


Figure II. 29 : Stratégie d'Echantillonnage des Courants de Bras

II.2.C Résultats

Le but de cette partie est de vérifier les résultats obtenus au cours de la partie précédente. Pour ce faire toutes les méthodes seront testées pour un couplage cascade cyclique et un coupleur monolithique. Les noyaux magnétiques étant limités pour un fonctionnement non saturé par la somme du courant de mode commun et du mode différentiel qui les traverse (comme énoncé dans le chapitre I), la charge sera déconnectée afin de supporter plus de courant différentiel du fait de l'annulation du courant de mode commun. Les résultats suivants seront réalisés en utilisant les paramètres suivants :

Symboles	Paramètres	Valeurs
V_{DC}	Tension de bus	80 V
f_{dec}	Fréquence de découpage	20 kHz
α	Rapport cyclique	0,6
$\Delta\alpha$	Variation de rapport cyclique	0,012
R_{ch}	Résistance de charge	8 Ω

Tableau II. 4 : Paramètres expérimentaux

II.2.C.1 Coupleur Cascade Cyclique

Tous les coupleurs pour le couplage cascade cyclique ont été dimensionnés d'après le cahier des charges suivants afin de permettre de supporter environ 2,5 A de courant différentiel. :

Symboles	Paramètres	Valeurs
$ICT = \begin{pmatrix} L & -M \\ -M & L \end{pmatrix}$	Paramètres du coupleur	$L = 1{,}4\ mH$ $M = 1{,}3972\ mH$

Tableau II. 5 : Cahier des charges des couleurs bi-bras

Ainsi après réalisation les coupleurs présentent les valeurs suivantes :

Symboles	Paramètres	Valeurs
$ICT_1 = \begin{pmatrix} L_{11} & -M_1 \\ -M_1 & L_{12} \end{pmatrix}$	Paramètres du coupleur 1	L_{11} = 1,402 mH L_{12} = 1,402 mH M_1 = 1,335 mH
$ICT_2 = \begin{pmatrix} L_{21} & -M_2 \\ -M_2 & L_{22} \end{pmatrix}$	Paramètres du coupleur 2	L_{21} = 1,402 mH L_{22} = 1,405 mH M_2 = 1,333 mH
$ICT_3 = \begin{pmatrix} L_{31} & -M_3 \\ -M_3 & L_{32} \end{pmatrix}$	Paramètres du coupleur 3	L_{31} = 1,401 mH L_{32} = 1,401 mH M_3 = 1,330 mH
$ICT_4 = \begin{pmatrix} L_{41} & -M_4 \\ -M_4 & L_{42} \end{pmatrix}$	Paramètres du coupleur 4	L_{41} = 1,401 mH L_{42} = 1,401 mH M_4 = 1,330 mH
$ICT_5 = \begin{pmatrix} L_{51} & -M_5 \\ -M_5 & L_{52} \end{pmatrix}$	Paramètres du coupleur 5	L_{51} = 1,399 mH L_{52} = 1,402 mH M_5 = 1,330 mH
$ICT_6 = \begin{pmatrix} L_{61} & -M_6 \\ -M_6 & L_{62} \end{pmatrix}$	Paramètres du coupleur 6	L_{61} = 1,401 mH L_{62} = 1,401 mH M_6 = 1,335 mH
$\begin{pmatrix} R_1 \\ R_2 \\ R_3 \\ R_4 \\ R_5 \\ R_6 \end{pmatrix}$	Résistances de bras	$160\ m\Omega$ $185\ m\Omega$ $158\ m\Omega$ $191\ m\Omega$ $167\ m\Omega$ $137\ m\Omega$

Tableau II. 6 : Paramètres des coupleurs pour le couplage cascade cyclique à 6 bras

Avec $R_1 = R_{ICT1} + R_{ICT6}$, $R_2 = R_{ICT1} + R_{ICT2}$ et ainsi de suite.

Ces mesures on été réalisées sur le système complet, c'est-à-dire que les inductances propres et les résistances de bras prennent en compte les inductances et résistances de câblage.

II.2.C.1.A ECM/MCMD/MCA

En reprenant les expressions I.30, II. 17, II. 24 et II. 29, la matrice équivalente est donc la suivante :

$$D_{CC}{}^{-1} = \begin{pmatrix} \frac{6}{2R+6R_{ch}+2(L-M)s} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & I_{md1} & 0 & \frac{-Ms}{A} & \frac{-Ms}{B} & \frac{-Ms}{A} \\ 0 & \frac{Ms}{A} & I_{md2} & \frac{Ms}{A} & 0 & \frac{-(Ms)^2}{D} \\ 0 & \frac{(Ms)^2}{C} & \frac{Ms}{B} & I_{md3} & \frac{Ms}{B} & \frac{(Ms)^2}{D} \\ 0 & \frac{-(Ms)^2}{C} & 0 & \frac{Ms}{A} & I_{md4} & \frac{Ms}{A} \\ 0 & \frac{Ms}{A} & \frac{-Ms}{B} & \frac{-Ms}{A} & 0 & I_{md5} \end{pmatrix} \quad \text{II. 69}$$

Avec :

$$\begin{cases} A = (2R + 2(L+M)s) \times (2R + (2L-M)s) \\ B = (2R + (2L+M)s) \times (2R + (2L-L)s) \\ C = A \times (2R + (2L+M)s) \\ D = B \times (2R + 2(L+M)s) \end{cases} \quad \text{II. 70}$$

Et d'après II. 64 :

$$\begin{pmatrix} I_{md1}(s) \\ I_{md2}(s) \\ I_{md3}(s) \\ I_{md4}(s) \\ I_{md5}(s) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{\left(2R+\left(2L-M\frac{\sqrt{5}-1}{2}\right)s\right)\left(2R+\left(2L+M\frac{\sqrt{5}+1}{2}\right)s\right)}{(2R+(2L+M)s)(2R+2(L+M)s)(2R+(2L-M)s)} \\ \frac{2R+2Ls}{(2R+(2L+M)s)(2R+(2L-M)s)} \\ \frac{2R+(2L+M)s}{(2R+2(L+M)s)(2R+(2L-M)s)} \\ \frac{2R+2Ls}{(2R+(2L+M)s)(2R+(2L-M)s)} \\ \frac{\left(2R+\left(2L-M\frac{\sqrt{5}-1}{2}\right)s\right)\left(2R+\left(2L+M\frac{\sqrt{5}+1}{2}\right)s\right)}{(2R+(2L+M)s)(2R+2(L+M)s)(2R+(2L-M)s)} \end{pmatrix} \quad \text{II. 71}$$

Dans un cas à 6 bras les matrices de passages sont pour les méthodes ECM, MCMD et MCA respectivement les suivantes :

$$ECM \begin{cases} P^{-1} = \frac{1}{6}\begin{pmatrix} 6 & 6 & 6 & 6 & 6 & 6 \\ -5 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -5 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & -5 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & -5 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & -5 & 1 \end{pmatrix} \\ P = \frac{1}{6}\begin{pmatrix} 1 & -6 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & -6 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & -6 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & -6 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & -6 \\ 1 & 6 & 6 & 6 & 6 & 6 \end{pmatrix} \end{cases} \quad \text{II. 72}$$

$$MCMD\begin{cases} P^{-1} = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 \end{pmatrix} \\ P = \frac{1}{6}\begin{pmatrix} 1 & 5 & 4 & 3 & 2 & 1 \\ 1 & -1 & 4 & 3 & 2 & 1 \\ 1 & -1 & -2 & 3 & 2 & 1 \\ 1 & -1 & -2 & -3 & 2 & 1 \\ 1 & -1 & -2 & -3 & -4 & 1 \\ 1 & -1 & -2 & -3 & -4 & -5 \end{pmatrix} \end{cases} \quad \text{II. 73}$$

$$MCA\begin{cases} P^{-1} = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ -1 & 1/2 & 0 & 0 & 0 & 1/2 \\ 1/2 & -1 & 1/2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/2 & -1 & 1/2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1/2 & -1 & 1/2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1/2 & -1 & 1/2 \end{pmatrix} \\ P = \frac{1}{6}\begin{pmatrix} 1 & -5 & 0 & 3 & 4 & 3 \\ 1 & -3 & -8 & -3 & 0 & 1 \\ 1 & -1 & -4 & -9 & -4 & -1 \\ 1 & 1 & 0 & -3 & -8 & -3 \\ 1 & 3 & 4 & 3 & 0 & -5 \\ 1 & 5 & 8 & 9 & 8 & 5 \end{pmatrix} \end{cases} \quad \text{II. 74}$$

Dans tous les cas la matrice obtenue sera toujours celle vu en II. 69. Afin de valider les résultats les matrices de passages de la méthode ECM (II. 72) sont implémentées.

a) Essai sans Charge

La Figure II. 30 montre les réponses temporelles expérimentales pour les courants différentiels reconstruits avec les valeurs des courants de bras en sortie des CANs (dans toute la suite les résultats expérimentaux proviendront des courants mesurés au travers des CANs).

Les gains des réponses sont donnés dans le Tableau II. 7.

	I_{md1}	I_{md2}	I_{md3}	I_{md4}	I_{md5}
Gain	0,92	1,01	0,95	0,94	0,94

Tableau II. 7 : Gains des Courants Différentiels 1 et 5 pour un $\Delta\alpha$ de 0,012

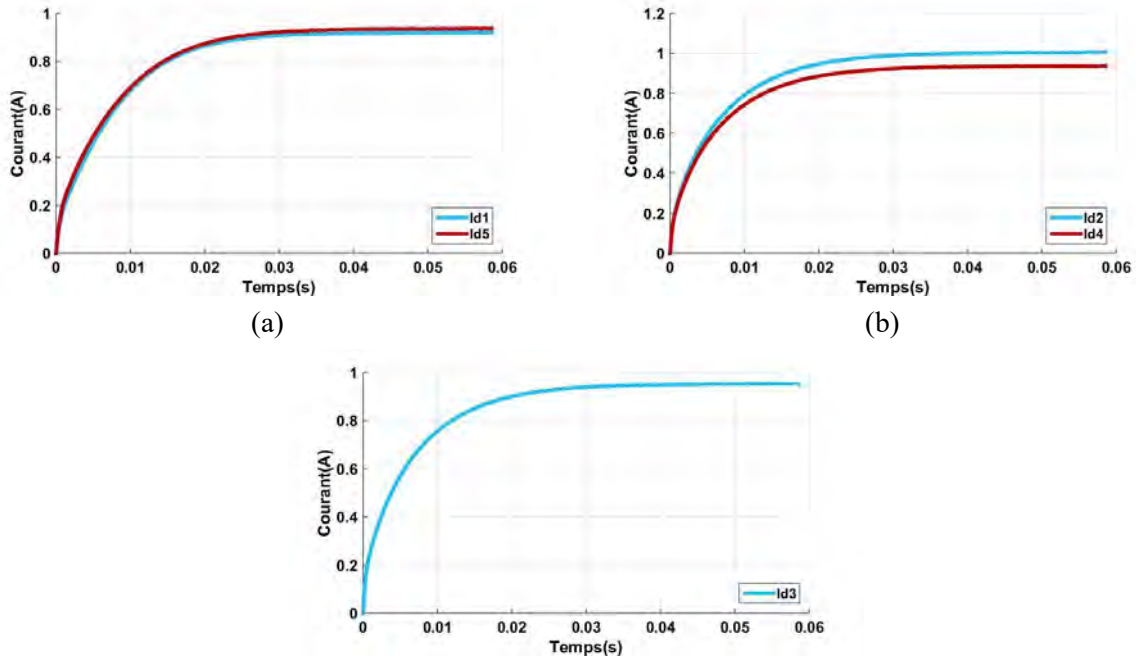


Figure II. 30 Réponse temporelle expérimentale des courants différentiels (a) 1 et 5 (b) 2 et 4 et (c) 3 pour un Δα de 0,012

D'après II. 71 les gains des courants différentiels sont de la forme :

$$G = \frac{\Delta\alpha V_{DC}}{2R} \qquad \text{II. 75}$$

Cependant cette relation n'est vraie que si toutes les résistances de bobinages sont identiques. Or ce n'est pas le cas ici présent les résistances à prendre en compte sont donc :

$$R^* = \begin{pmatrix} R_{mc} \\ R_{md1} \\ R_{md2} \\ R_{md3} \\ R_{md4} \\ R_{md5} \end{pmatrix} = P^{-1} \begin{pmatrix} R_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_3 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_4 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_5 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_6 \end{pmatrix} P \qquad \text{II. 76}$$

Soit :

$$\begin{cases} R_{mc} = \frac{1}{6}(R_1 + R_2 + R_3 + R_4 + R_5 + R_6) = 166\ m\Omega \\ R_{md1} = \frac{1}{6}(5R_1 + R_6) = 156\ m\Omega \\ R_{md2} = \frac{1}{6}(5R_2 + R_6) = 177\ m\Omega \\ R_{md3} = \frac{1}{6}(5R_3 + R_6) = 155\ m\Omega \\ R_{md4} = \frac{1}{6}(5R_4 + R_6) = 182\ m\Omega \\ R_{md5} = \frac{1}{6}(5R_5 + R_6) = 162\ m\Omega \end{cases} \qquad \text{II. 77}$$

Ainsi les gains théoriques s'expriment :

$$\begin{cases} G_{md1_{th}} = \frac{\Delta\alpha V_{DC}}{R_{md1}} = 6{,}15 \\ G_{md2_{th}} = \frac{\Delta\alpha V_{DC}}{R_{md2}} = 5{,}42 \\ G_{md3_{th}} = \frac{\Delta\alpha V_{DC}}{R_{md3}} = 6{,}19 \\ G_{md4_{th}} = \frac{\Delta\alpha V_{DC}}{R_{md4}} = 5{,}27 \\ G_{md5_{th}} = \frac{\Delta\alpha V_{DC}}{R_{md5}} = 5{,}93 \end{cases} \quad \text{II. 78}$$

Il est intéressant de remarquer que ces valeurs sont grandement différentes des gains expérimentaux des modes différentiels. Ceci s'explique du fait du niveau de courant dans les semi-conducteurs. En effet la déconnexion de la charge implique un courant de sortie nul, or du fait qu'il s'agisse d'IGBT de calibre 100 A, ceux-ci se trouvent dans leur partie résistive (avant le coude), de ce fait le R_{DSon} associé est de l'ordre de l'ohm et non du milliohm cette résistance n'est pas négligeable vis-à-vis des résistances de bras (ce phénomène s'applique aussi aux diodes sur R_f) (Annexe C). De ce fait l'expression II. 75 devient (dans le cas d'un courant différentiel positif) :

$$G_{mdi} = \frac{\Delta\alpha V_{DC}}{R_{mdi} + \alpha R_{DSon} + (1-\alpha) R_f} \quad \text{II. 79}$$

Avec :

$$R_{DSon} = 1{,}17\ \Omega \qquad \text{et} \qquad R_f = 0{,}47\ \Omega \quad \text{II. 80}$$

Il vient :

$$\begin{cases} G_{md1} = 0{,}92 \\ G_{md2} = 0{,}94 \\ G_{md3} = 0{,}92 \\ G_{md4} = 0{,}9 \\ G_{md5} = 0{,}91 \end{cases} \quad \text{II. 81}$$

Soit une erreur maximale de 7,4% pour le mode 2.

b) Essai en Charge

Afin de se placer dans un fonctionnement normal pour les interrupteurs le système sera modifié afin d'augmenter le courant. Les deux solutions envisagées afin d'augmenter le courant sont de soit augmenter la tension soit de diminuer la résistance de charge. A cause du câblage le courant admissible par bras est limité à 20 A ainsi l'objectif est de se placer à un courant de sortie de 6x20 A soit 120A. Du fait du bus bar en entrée il n'est pas possible de d'avoir un courant supérieur à 25 A. Pour le courant nominal le rapport cyclique sera donc limité à 0,2. Dans cette configuration il faut, une résistance $R_{ch_{max}} = \frac{\alpha V_{DC}}{I_s} = 133\ m\Omega$ supportant un courant.de 120 A et une puissance de 1,92 kW.

Cette charge a été réalisée par Didier Flumian à l'aide de résistances tubulaires à eau mises en parallèle (Figure II. 31) d'une valeur totale de 38 mΩ.



Figure II. 31 : Résistances Tubulaires à Eau

Une fois le niveau de courant adapté pour les interrupteurs, le premier test réalisé aura pour objectif l'identification du mode commun. La Figure II. 32 montre la réponse indicielle du courant de mode commun suite à un échelon de rapport cyclique de mode commun avec les conditions expérimentales suivantes :

$$\begin{gathered} V_{DC} = 80\ V \\ f_{dec} = 20\ kHz \\ \Delta\alpha_{mc} = 0{,}0264 \\ n = 6 \\ R_{ch} = 38\ m\Omega \end{gathered} \qquad \text{II. 82}$$

Les résultats de simulation seront comparés à un modèle moyen d'ICT tel que :

$$L_{moy} = 1{,}402\ mH \qquad M_{moy} = 1{,}332\ mH \qquad R_{moy} = 0{,}166\ \Omega \qquad \text{II. 83}$$

Le système se comporte bien comme un 1er ordre et de plus les paramètres sont équivalents aux valeurs théoriques suivantes :

$$\begin{cases} K_{th} = \frac{6 \times V_{DC}}{R + 6R_{ch}} = 1212 \\ \tau_{th} = \frac{2 \times L_f}{R + 6R_{ch}} = 355\ \mu s \end{cases} \qquad \text{II. 84}$$

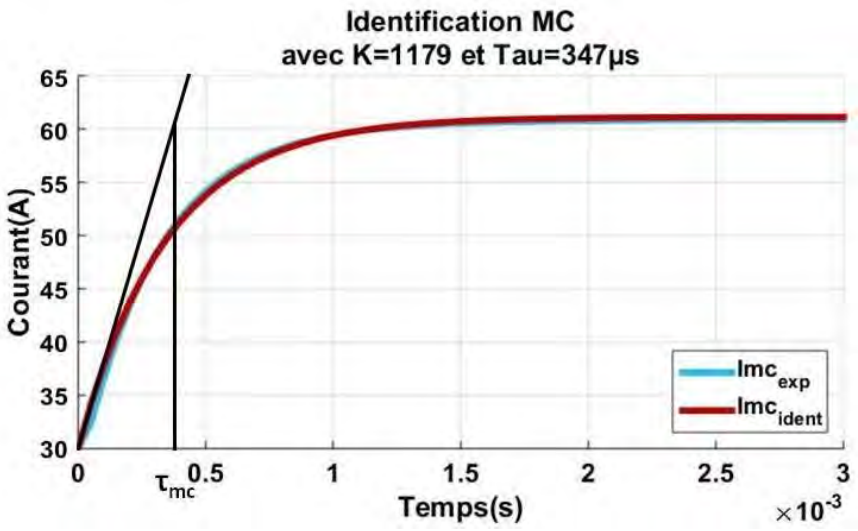


Figure II. 32 : Réponse Indicielle du Courant de Mode Commun après Application d'un Echelon de Rapport Cyclique de Mode Commun pour un Couplage Cascade Cyclique

La suite de ce paragraphe se portera sur l'identification des courants différentiels pour chaque méthode réalisé à l'aide des matrices de passage explicitées précédemment.

Les faibles valeurs des résistances de bras impliquent que pour de faibles variations de rapports cycliques de fortes variations de courants seront induites. Cependant du fait de la quantification du système le $\Delta\alpha$ minimal est de 2×10^{-4}, ceci est responsable d'un α_{md} minimal dépendant de la méthode et du courant différentiel (Annexe D). Par exemple pour la méthode MCA, le rapport de mode différentiel 3 minimal vaut :

$$\alpha_{md3_{min}} = \frac{6 \times \Delta\alpha_{min}}{3} = 0{,}0004 \qquad \text{II. 85}$$

Ainsi pour $k \in \mathbb{N}$:

$$\alpha_{md3} = k \times \alpha_{md3_{min}} \qquad \text{II. 86}$$

Il faudra s'assurer pour chaque test que le rapport de mode différentiel respecte cette relation et qu'il ne conduise pas à la saturation d'un ou plusieurs noyau(x) magnétique(s). Cependant pour la méthode MCA cette contrainte ne permet pas d'exciter les modes différentiels 1 et 5. Pour palier à se problème le $\text{Max}_{\text{Count}}$ sera augmenté pour diminuer le pas minimal (Figure II. 26), cette modification de $\text{Max}_{\text{Count}}$ implique de modifier la fréquence d'horloge du FPGA afin de conserver la fréquence de découpage. Ainsi :

$$Max_{Count} = 5000 \qquad \text{et} \qquad f_{clk} = 200\,MHz \qquad \text{II. 87}$$

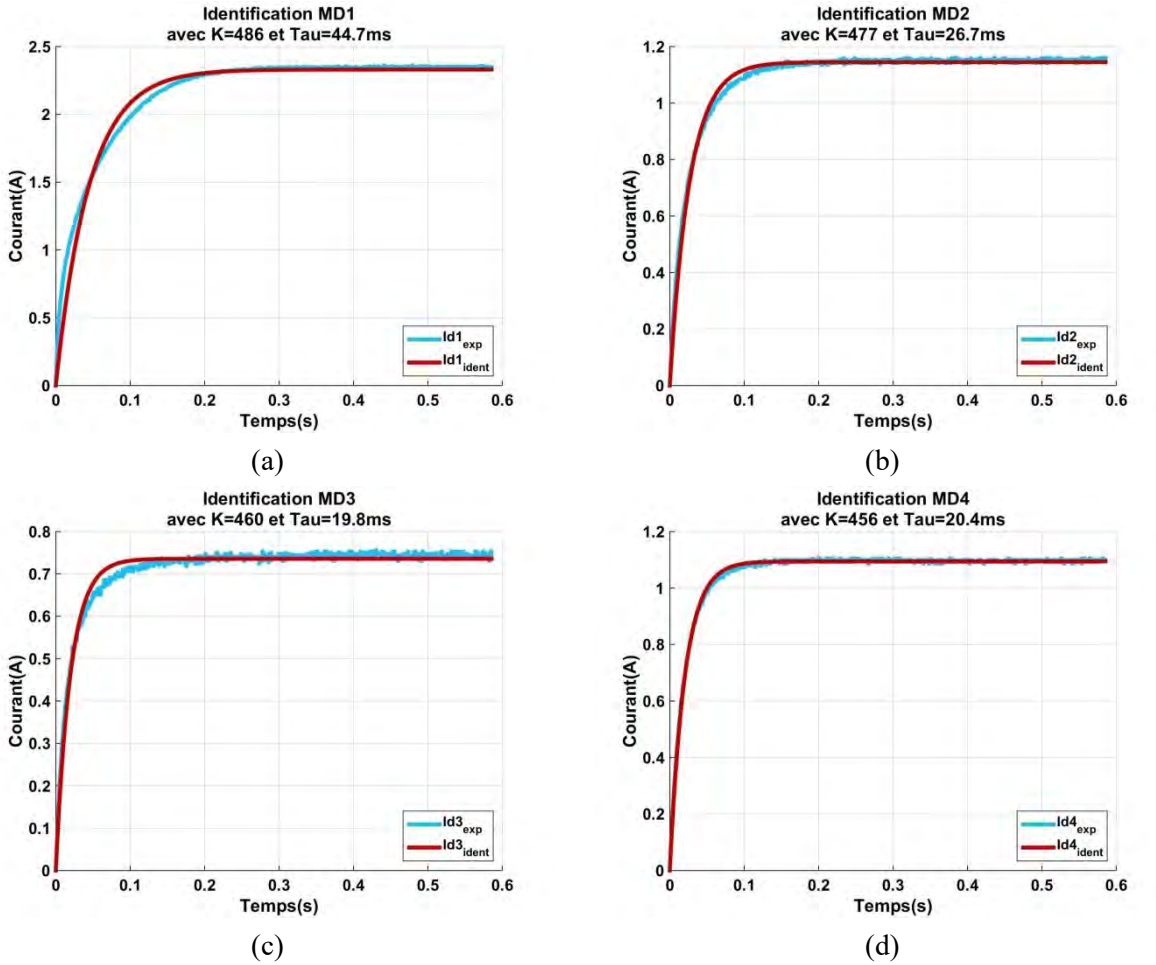
Le Tableau II. 8 donne les valeurs de ces rapports cycliques de mode différentiel pour chaque méthode avec cette valeur de Max_{Count}.

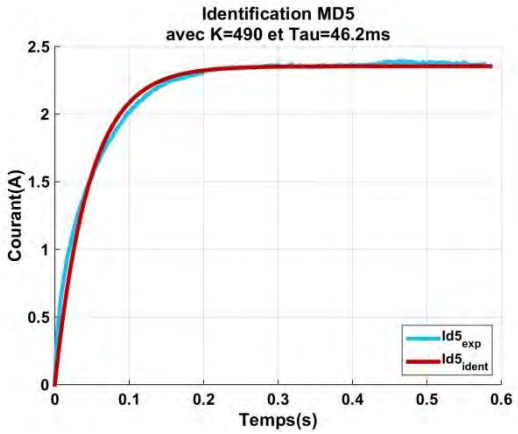
	Méthode	
	ECM	MCMD/MCA
α_{md1}	0,0002	0,0012
α_{md2}	0,0002	0,0006/0,0003
α_{md3}	0,0002	0,0004
α_{md4}	0,0002	0,0006/0,0003
α_{md5}	0,0002	0,0012

Tableau II. 8 : Pas Minimal pour les Rapports Cycliques de Mode Différentiel en Numérique

Une fois ces paramètres validés, l'étude précédente est réitérée. La Figure II. 33 présente les courants différentiels issus de la méthode MCMD ainsi que leur identification avec un 1er ordre avec :

$$K = \frac{V_{DC}}{R_{mdi}} \qquad \text{II. 88}$$





(e)

Figure II. 33 : Identification des Courants Différentiels (a) 1 (b) 2 (c) 3 (d) 4 et (e) 5 pour la Méthode MCMD avec un Couplage Cascade Cyclique

La Figure II. 34 présente l'évolution des constantes de temps par rapport au numéro du courant différentiel qui lui est associée.

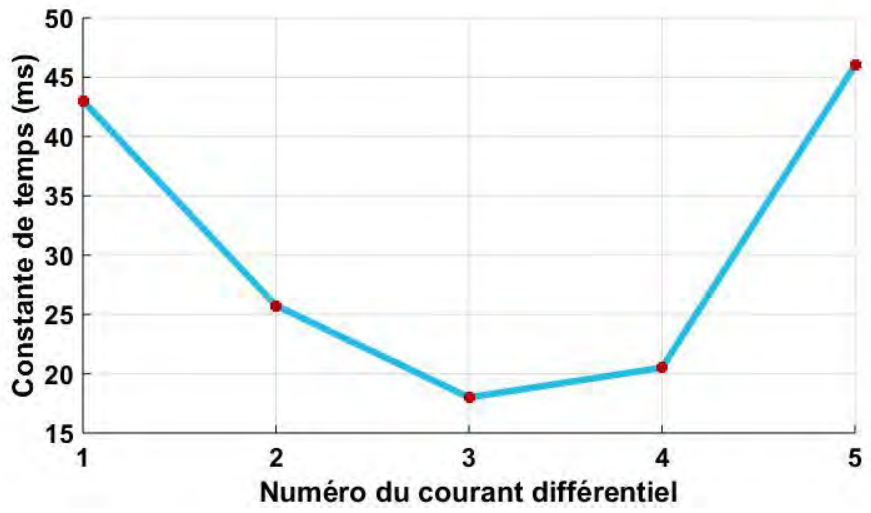


Figure II. 34 : Evolution des Constantes de Temps en Fonction des Courants Différentiels pour un Couplage CC à 6 Bras avec la Méthode MCMD en Expérimental

Ceci montre que malgré des paramètres différents l'allure de cette représentation est bien symétrique comme vu dans le paragraphe II.1.C.2.B.

Avec la méthode MCMD les résistances différentielles valent :

$$\begin{cases} R_{md1} = \frac{1}{6}(5R_1 + R_2) = 165\ m\Omega \\ R_{md2} = \frac{1}{3}(2R_2 + R_3) = 176\ m\Omega \\ R_{md3} = \frac{1}{2}(R_3 + R_4) = 175\ m\Omega \\ R_{md4} = \frac{1}{3}(R_4 + 2R_5) = 175\ m\Omega \\ R_{md5} = \frac{1}{6}(R_5 + 5R_6) = 142\ m\Omega \end{cases} \quad \text{II. 89}$$

Il est intéressant de remarquer que chaque courant différentiel est bien équivalent à un 1er ordre et que les constantes de temps sont quasi symétriques.

Le Tableau II. 9 présente les constantes de temps, les gains, les résistances différentielles qui en découlent ainsi que les erreurs entre ces résistances et les résistances différentiels mesurées calculé avec la relation II. 88 pour les 3 méthodes.

Méthode	Courant Différentiel	Constante de Temps (ms)	Gain	Résistance Différentielle (mΩ)	Erreur de Gain (%)
ECM	1	47,5	511	157	0,64
	2	21,9	485	165	6,78
	3	28	524	153	1,29
	4	22,4	442	181	0,55
	5	39,3	494	162	0
MCMD	1	44,7	486	165	0
	2	26,7	477	168	4,55
	3	19,8	460	173	1,14
	4	20,4	456	175	0
	5	46,2	490	163	14,79
MCA	1	40,2	482	166	13,7
	2	15,8	417	192	1,03
	3	31,1	555	144	0,7
	4	19,3	397	202	0
	5	35,5	501	160	7,38

Tableau II. 9 : Tableau Récapitulatif des Gains et des Constantes de Temps ainsi que des Erreurs Associées pour les Méthodes ECM/MCMD/MCA dans le Cas d'un Couplage Cascade Cyclique

Dans le paragraphe II.1.C.1.B il a été montré que pour un cas à 6 bras les interactions se situaient au maximum autour de 20%. La Figure II. 35 présente les interactions induites suite à une excitation du mode 3 avec la méthode ECM en simulation et en expérimentation.

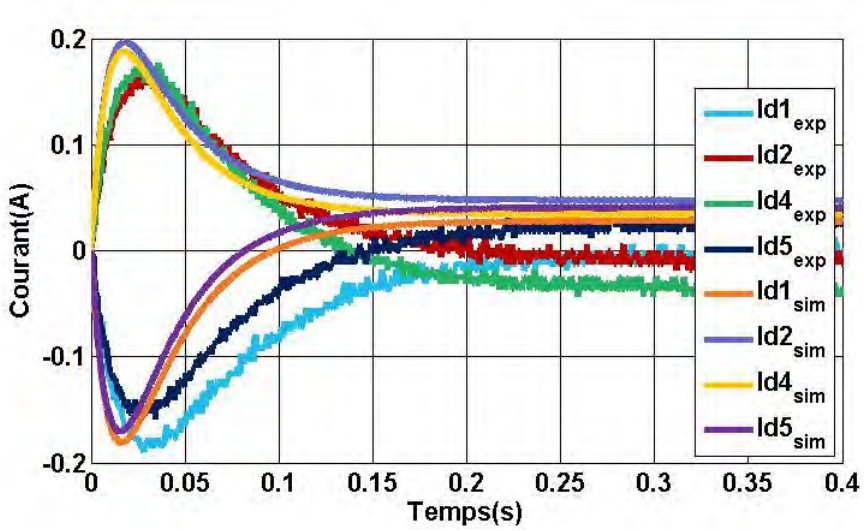


Figure II. 35 : Interactions suite à une Excitation du Mode Différentiel 3 avec la Méthode ECM pour un Coupage Cascade Cyclique

Il est intéressant de remarquer que ces interactions n'ont quasiment pas d'influence en régime permanent et qu'elles valent au maximum :

$$G_{int} = \frac{100 \times 0{,}18}{\alpha_{md3} \times K} = 14{,}3\ \% \qquad \text{II. 90}$$

Le Tableau II. 10 présente les rapports cycliques de mode différentiel, les gains des courants différentiels, la valeur maximale des interactions ainsi que le ratio en pourcent pour chaque méthode et chaque courant différentiel.

Le tableau ci-dessous montre bien que le pourcentage maximal des interactions se situe bien autour de 20 % pour chaque méthode.

Ce paragraphe a montré pour un couplage cascade cyclique que pour tous les courants différentiels et toutes les méthodes testées, les réponses indicielles étaient bien assimilable à un 1er ordre comme attendu dans la théorie. Les gains de ces courants sont bien équivalent à V_{DC}/R_{mdi} et les constantes de temps sont quasi symétriques malgré de différents paramètres. De plus les interactions présentent un gain faible comparé au gain du courant stimulé.

Méthode	Courant Différentiel	Rapport Cyclique Différentiel	Gain	Maximum d'Interaction	$G_{int_{max}}$ (%)
ECM	1	0,0016	511	0,1	12,2
	2	0,0024	485	0,27	23,2
	3	0,0024	524	0,18	14,3
	4	0,0024	442	0,21	19,8
	5	0,0016	494	0,1	12,7
MCMD	1	0,0048	486	0,33	14,1
	2	0,0024	477	0,18	15,7
	3	0,0016	460	0,15	20,4
	4	0,0024	456	0,23	21,1
	5	0,0048	490	0,31	13,2
MCA	1	0,0048	482	0,27	11,7
	2	0,0024	417	0,21	21
	3	0,0016	555	0,12	13,5
	4	0,0024	397	0,19	19,9
	5	0,0024	501	0,22	18,3

Tableau II. 10 : Tableau Récapitulatif des Ratios entre les Gains des Courants Différentiels Excités et des Valeurs Maximales des Interactions Induites pour les méthodes ECM/MCMD/MCA pour un Coupage Cascade Cyclique

II.2.C.1.B Diagonalisation

Il a été vu dans II. 11, II. 12 et II. 14, les expressions des matrices de passage P et P^{-1} ainsi que la matrice équivalente ${D_{CC}}^{-1}(s)$ dans le cas d'un couplage cascade cyclique avec la méthode de diagonalisation. Ce paragraphe tend à vérifier expérimentalement ces résultats.

Du fait de la définition des méthodes tous les modes communs sont identiques ainsi les résultats restent inchangés concernant le courant de sortie. La différence se situe normalement sur les courants différentiels et pour ce faire la Figure II. 36 montre les réponses indicielles de ces différents modes pour la méthode de diagonalisation pour un rapport cyclique différentiel en échelon de 0,0048.

Afin de valider le fonctionnement il est nécessaire de déterminer les résistances différentielles mise en jeu, ces dernières s'expriment tel que :

$$\begin{cases} R_{md1} = \frac{1}{6}(R_1 + 2R_2 + R_4 + 2R_5) = 176\ m\Omega \\ R_{md2} = \frac{1}{6}(R_1 + 2R_3 + R_4 + 2R_6) = 157\ m\Omega \\ R_{md3} = \frac{1}{6}(R_1 + 2R_3 + R_4 + 2R_6) = 157\ m\Omega \\ R_{md4} = \frac{1}{6}(R_1 + 2R_2 + R_4 + 2R_5) = 176\ m\Omega \\ R_{md5} = \frac{1}{6}(R_1 + R_2 + R_3 + R_4 + R_5 + R_6) = 166\ m\Omega \end{cases} \quad \text{II. 91}$$

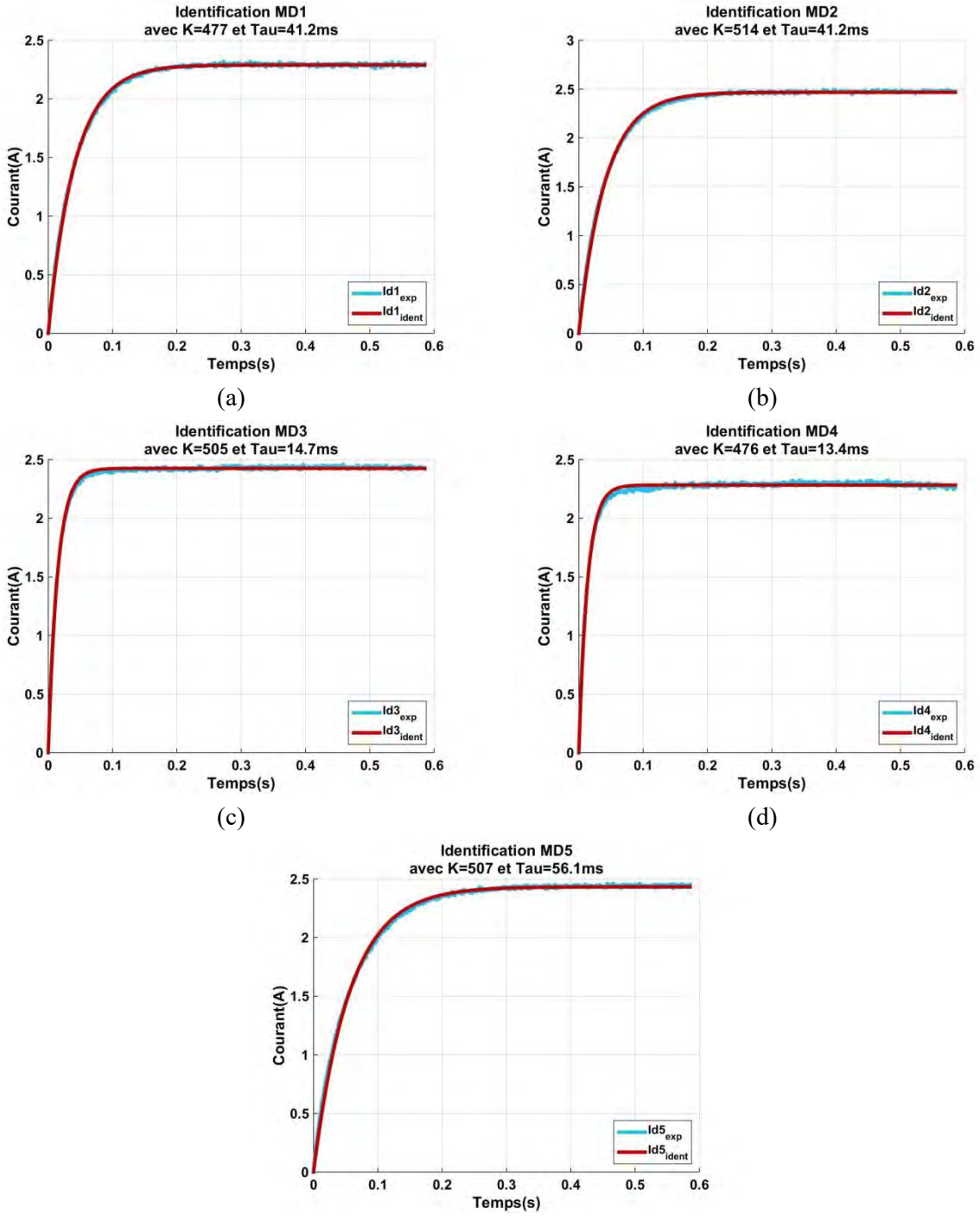


Figure II. 36 : Identification des Courants Différentiels (a) 1 (b) 2 (c) 3 (d) 4 et (e) 5 pour la Méthode Diagonalisation avec un Couplage Cascade Cyclique

Afin de pouvoir étudier les réponses du système il peut être utile d'introduire des inductances de modes différentiels définies de la même manière que les résistances différentiels. Cependant il est plus complexe de représenter les mutuelles différentielles du fait de leur positionnement anti-diagonal dans la matrice de couplage (pour toutes les applications numériques les mutuelles seront définies comme étant égales à leur moyenne : $M_{moy} = 1{,}332\ mH$). Le Tableau II. 11 donne les valeurs de ces inductances différentielles.

	Inductances Différentielles (mH)				
	L_{md1}	L_{md2}	L_{md3}	L_{md4}	L_{md5}
Diagonalisation	1,401	1,402	1,402	1,401	1,402

Tableau II. 11 : Inductances Différentiels pour le Couplage Cascade Cyclique

Il en suit ainsi d'après II. 88 :

$$\begin{cases} K_1 = K_4 = 455 \\ K_2 = K_3 = 510 \\ K_5 = 482 \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} \tau_1 = \frac{2L_{md1}+M_{moy}}{R_{md1}} = 23{,}5\ ms \\ \tau_2 = \frac{2L_{md2}+M_{moy}}{R_{md2}} = 27{,}3\ ms \\ \tau_3 = \frac{2L_{md3}-M_{moy}}{R_{md3}} = 9{,}4\ ms \\ \tau_4 = \frac{2L_{md4}-M_{moy}}{R_{md4}} = 8{,}4\ ms \\ \tau_5 = \frac{2(L_{md5}+M_{moy})}{R_{md5}} = 32{,}9\ ms \end{cases} \quad \text{II. 92}$$

Il est intéressant de remarquer que les gains entre l'expérimentation (Figure II. 36) et la théorie (II. 92) sont équivalents. Cependant même si les constantes de temps évoluent bien 2 à 2 leurs valeurs diffèrent grandement des résultats issus de l'expression analytique. Afin de déterminer s'il s'agit d'une erreur de modèle ou si le système dissymétrique est responsable de cette différence, la Figure II. 37 compare la réponse temporelle pour le courant différentiel 4 en utilisant la méthode diagonalisation en simulation et en expérimentation.

Ces courbes montrent la faible robustesse des expressions analytiques vis-à-vis d'un système dissymétrique mais elles présentent des résultats similaires.

La Figure II. 38 montre les interactions générées suites à un échelon sur le mode différentiel 1.

Contrairement au cas précédent certaines interactions présentent un gain permanent ce qui montre les limites de la méthode de diagonalisation sur un système réel.

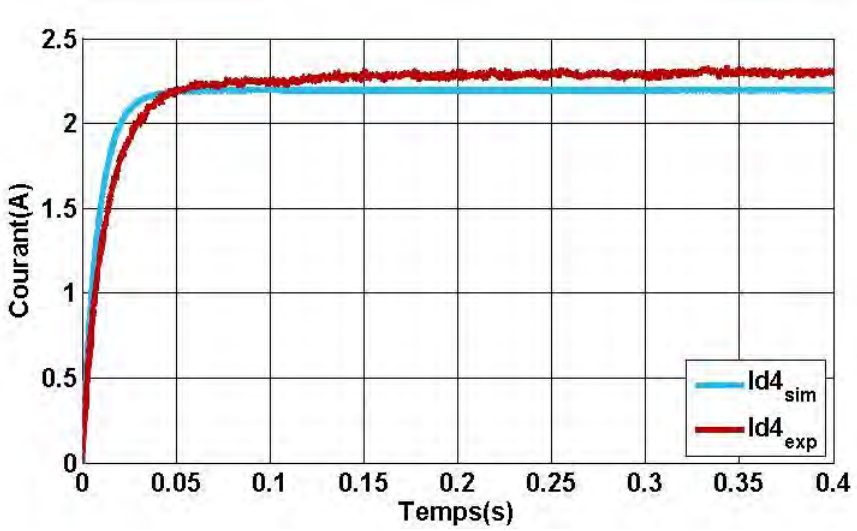


Figure II. 37 : Réponses Indicielles du Courant Différentiel 4 en Simulation et en Expérimentation avec la Méthode Diagonalisation pour un Couplage Cascade Cyclique

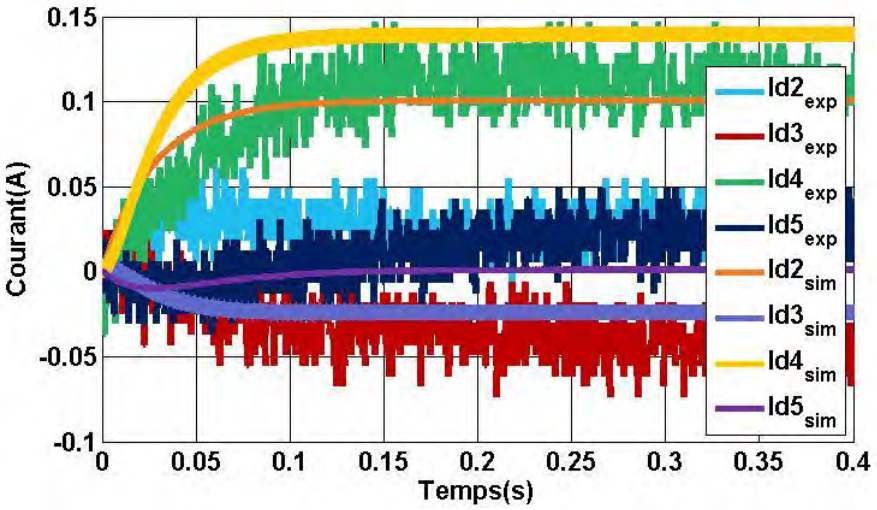


Figure II. 38 : Interactions suite à une Excitation du Mode Différentiel 1 avec la Méthode Diagonalisation

Le tableau ci-dessous donne les pourcentages d'interactions maximaux.

D'après II.1.C.1.C.b.1) pour une précision à 10% et un coupleur à 4 bras les interactions se situent autour de 6,84% ce qui corrèle bien avec les résultats ci-dessous (8,22%).

Ainsi les résultats obtenus expérimentalement permettent de valider ce qui a été énoncé dans la première partie de ce chapitre sur la méthode diagonalisation pour un couplage cascade cyclique, c'est-à-dire que les modes différentiels sont bien des 1er ordres et qu'un système déséquilibré est responsable d'interactions mais celles-ci présentent un gain faible vis-à-vis du mode stimulé.

Méthode	Courant Différentiel	Rapport Cyclique Différentiel	Gain	Maximum d'Interaction	$G_{int\,max}$ (%)
Diagonalisation	1	0,0048	477	0,15	6,55
	2	0,0048	514	0,12	4,86
	3	0,0048	505	0,14	5,78
	4	0,0048	476	0,16	7
	5	0,0048	507	0,2	8,22

Tableau II. 12 : Tableau Récapitulatif des Ratios entre les Gains des Courants Différentiels Excités et des Valeurs Maximales des Interactions Induites pour la Méthode Diagonalisation pour un Coupage Cascade Cyclique

II.2.C.1.C Comparaison

Les 4 méthodes ont été testées pour un couplage cascade cycliques sur un système à 6 bras. Pour chacune des méthodes les réponses étaient toutes similaires à un 1er ordre. Cependant dans le cas de la méthode MCA, du fait de la quantification du système, la variation minimale du rapport cyclique de mode différentiel peut parfois entrainer une saturation d'un ou plusieurs noyau(x) magnétique(s) en fonction de la variation de courant. La méthode de diagonalisation ne permet pas de découpler le système totalement mais les interactions qui s'ensuivent présentent une valeur maximale plus faible que pour les autres méthodes.

II.2.C.2 Coupleur Monolithique

La même approche va être réitérée sur un coupleur monolithique. Dans un premier temps l'intérêt sera porté sur le mode commun puis ensuite dans un deuxième temps sur les modes différentiels. Il est rappelé qu'avec un coupleur monolithique toutes les matrices équivalentes sont les mêmes. Les matrices ci-dessous donnent les paramètres du coupleur utilisé.

Contrairement aux coupleurs utilisés précédemment celui-ci supporte jusqu'à 22,5 A de courant différentiel.

$$\begin{cases} Y = \begin{pmatrix} 332{,}4 & -58{,}1 & -49 & -46{,}3 & -53{,}1 & -61{,}6 \\ -58{,}3 & 321{,}4 & -54{,}3 & -47{,}7 & -49{,}5 & -52{,}1 \\ -48{,}7 & -53{,}8 & 314{,}4 & -52 & -48{,}5 & -46{,}8 \\ -46{,}3 & -47{,}4 & -52{,}5 & 309{,}8 & -53 & -47{,}8 \\ -53 & -49{,}2 & -49{,}1 & -53{,}7 & 324{,}9 & -59{,}1 \\ -62{,}1 & -52 & -47{,}3 & -47{,}8 & -59{,}1 & 331{,}6 \end{pmatrix} \mu H \\ R = \begin{pmatrix} 136 \\ 125 \\ 100 \\ 137 \\ 127 \\ 111 \end{pmatrix} m\Omega \end{cases} \quad \text{II. 93}$$

Soit le modèle moyen suivant :

$$L = 322{,}4\ \mu H \qquad M = 52\ \mu H \qquad R = 123\ m\Omega \quad \text{II. 94}$$

II.2.C.2.A Diagonalisation/ECM/MCMD/MCA

D'après l'Annexe B il est possible de prévoir les gains et constantes de temps du courant de mode commun et des courants différentiels. En effet ceux-ci sont définis par les fonctions de transfert suivantes :

$$G_{mc} = \frac{6 \times V_{DC}}{R + 6R_{ch} + (L - 5M)s} \quad \text{et} \quad G_{md} = \frac{1}{R + (L + M)s} \quad \text{II. 95}$$

Soit :

$$\begin{cases} K_{mc} = 1368 \\ \tau_{mc} = 178\ \mu s \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} K_{md} = 650 \\ \tau_{md} = 3{,}04\ ms \end{cases} \quad \text{II. 96}$$

Cependant il a été vu qu'avec un couplage cascade cyclique les formules étaient fortement influencées par des variations paramétriques, ces équations sont donc à utiliser avec minutie.

La Figure II. 39 montre la réponse temporelle du courant de mode commun suite à un échelon de rapport cyclique différentiel de 0,022.

Tout comme escompté le système réagit comme un 1er ordre et les paramètres sont proches de ceux calculés analytiquement.

Afin de pouvoir tester les courants différentiels il est nécessaire de connaitre les matrices de passages. Concernant les matrices P et P^{-1} des méthodes ECM, MCMD et MCA, celles-ci sont inchangées car elles ne dépendent pas de la stratégie de couplage mise en jeu. Cependant il faut calculer les matrices de passages diagonales. Ainsi il s'en suit :

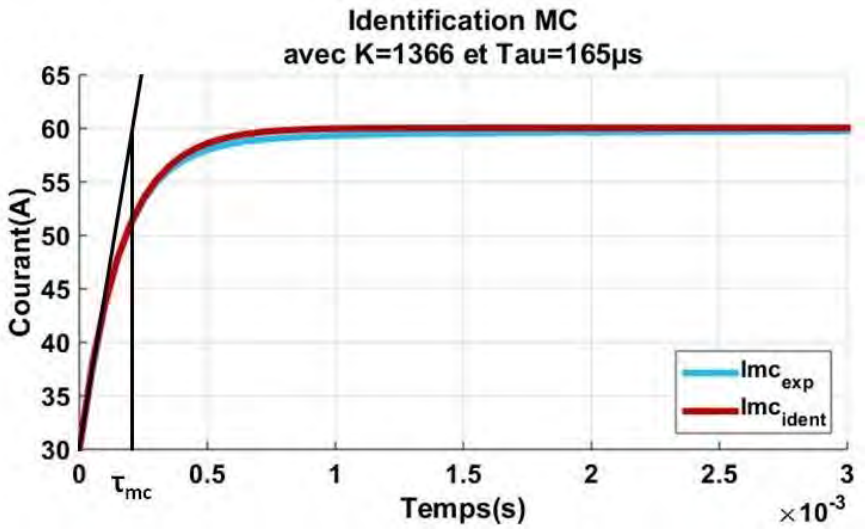


Figure II. 39 : Réponse Indicielle du Courant de Mode Commun après Application d'un Echelon de Rapport Cyclique de Mode Commun pour un Coupleur Monolithique

$$Diagonalisation \begin{cases} P^{-1} = \frac{1}{6}\begin{pmatrix} 6 & 6 & 6 & 6 & 6 & 6 \\ 5 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & 5 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & 5 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & 5 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & -1 & 5 & -1 \end{pmatrix} \\ P = \frac{1}{6}\begin{pmatrix} 1 & 6 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 6 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 6 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 6 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 6 \\ 1 & -6 & -6 & -6 & -6 & -6 \end{pmatrix} \end{cases} \quad \text{II. 97}$$

En lisant cette matrice il est intéressant de remarquer qu'il s'agit de la matrice P^{-1} de la méthode ECM dont les courants différentiels sont définis par l'opposé $\left(I_{mdi} = I_i - {}^{I_{mc}}/_{n}\right)$. Cette relation est vraie quelle que soit le nombre de bras ce qui explique pourquoi sur le coupleur monolithique toutes les matrices équivalentes sont les mêmes.

Afin de valider les réponses il est nécessaire de connaître les paramètres du coupleur. Les tableaux ci-dessous donnent les valeurs des résistances et des inductances différentielles.

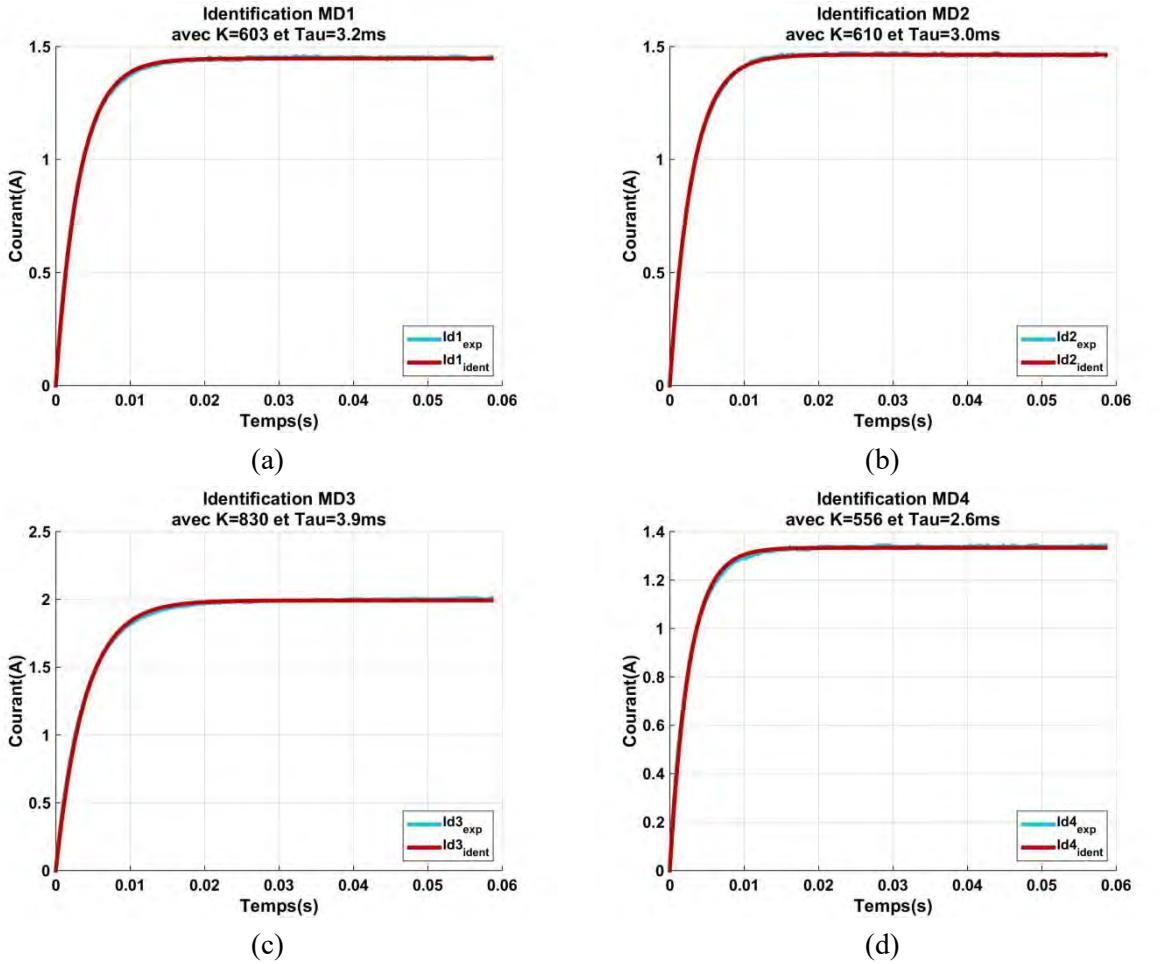
	Résistances Différentielles (mΩ)				
	R_{md1}	R_{md2}	R_{md3}	R_{md4}	R_{md5}
Diagonalisation/ECM	132	123	102	133	124
MCMD	134	117	119	130	114
MCA	96	133	85	149	117

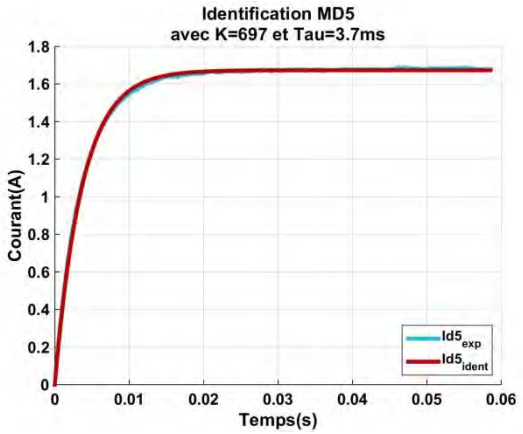
Tableau II. 13 : Résistances Différentiels pour le Coupleur Monolithique

	Inductances Différentielles (µH)				
	L_{md1}	L_{md2}	L_{md3}	L_{md4}	L_{md5}
Diagonalisation/ECM	332,3	323,1	317,3	313,4	326
MCMD	330,6	319,1	312,1	319,9	330,5
MCA	251,1	323,7	313,8	308,3	331,5

Tableau II. 14 : Inductances Différentiels pour le Coupleur Monolithique

Une fois tous les paramètres connus, l'identification des courants différentiels peut être réalisés. La Figure II. 40 montre les réponses des courants pour un échelon de rapport cyclique de mode différentiel identique à ceux explicités dans le paragraphe précédent pour la méthode ECM.





(e)

Figure II. 40 : Identification des Courants Différentiels (a) 1 (b) 2 (c) 3 (d) 4 et (e) 5 pour la Méthode ECM avec un Coupleur Monolithique

Le Tableau II. 15 présente les constantes de temps et les gains des courants différentiels pour chaque méthode ainsi que les erreurs par rapport à la formule vue en II. 95.

Méthode	Courant Différentiel	Constante de Temps (ms)	Erreur de Temps de Réponse (%)	Gain	Erreur de Gain (%)
Diagonalisation ECM	1	3,2	9,38	603	0,51
	2	3	1,92	610	6,62
	3	3,9	7,69	830	5,5
	4	2,6	7,69	556	8,18
	5	3,7	18,92	697	7,43
MCMD	1	3,3	15,15	630	5,24
	2	3,2	0,63	646	5,84
	3	3	2,33	612	9,85
	4	3,1	6,45	619	0,58
	5	4,1	17,07	785	10,6
MCA	1	3,6	13,89	656	27
	2	2,5	12	532	13,06
	3	4	7,5	913	3,08
	4	2	20	477	12,56
	5	4,2	21,43	779	12,97

Tableau II. 15 : Tableau Récapitulatif des Gains et des Constantes de Temps ainsi que des Erreurs Associées pour les Méthodes Diagonalisation/ECM/MCMD/MCA dans le Cas d'un Coupleur Monolithique

Il s'extrait de ce tableau que la connaissance des mutuelles mises en jeu est primordiale afin de déterminer les véritables constantes de temps du système, de plus les approximations afin de calculer les inductances et résistances différentielles ne permettent pas d'obtenir des résultats suffisamment proches de la réalité contrairement au cas précédent avec le couplage cascade cyclique.

Cependant en comparant la simulation et l'expérimentation les résultats sont bien identiques même si les formules déterminées pour un coupleur dont les paramètres sont tous identiques ne s'appliquent pas dans un cas réel. La Figure II. 41 présente les réponses temporelles en simulation et en expérimentation du courant différentiel 5 pour la méthode MCMD.

Ainsi même si les courants différentiels s'éloignent du modèle moyen, ces derniers sont toujours équivalents à des 1ers ordres.

Afin de parfaire l'étude, le Tableau II. 16 présente les pourcentages d'interactions générés suite à un échelon de mode différentiel.

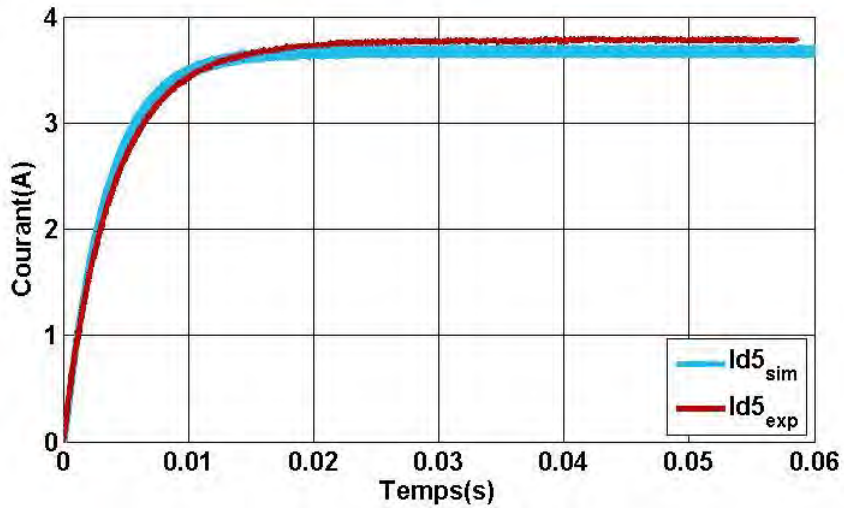


Figure II. 41 : Réponses Indicielles du Courant Différentiel 5 en Simulation et en Expérimentation avec la Méthode MCMD pour un Coupleur Monolithique

Les interactions pour la méthode MCA diffèrent des résultats obtenus dans le paragraphe II.1.C.1.C.a) cependant du fait de l'égalité des matrices équivalentes les résultats ont été donnés avec la méthode ECM. La méthode MCA présente de moins bonnes performances que les autres, ceci montre que cette méthode est peu robuste face à des variations paramétriques dans le cas d'un coupleur monolithique.

Méthode	Courant Différentiel	Rapport Cyclique Différentiel	Gain	Maximum d'Interaction	$G_{int\,max}$ (%)
Diagonalisation ECM	1	0,0024	603	0,1	6,91%
	2	0,0024	610	0,12	8,2
	3	0,0024	830	0,05	2,51
	4	0,0024	556	0,13	9,74
	5	0,0024	697	0,08	4,78
MCMD	1	0,0048	630	0,23	7,6
	2	0,0048	646	0,21	6,77
	3	0,0048	612	0,34	11,57
	4	0,0048	619	0,31	10,43
	5	0,0048	785	0,26	6,9
MCA	1	0,0048	656	0,22	6,99
	2	0,0048	532	0,7	27,41
	3	0,0016	913	0,32	21,91
	4	0,0024	477	0,45	39,31
	5	0,0048	779	0,33	8,83

Tableau II. 16 : Tableau Récapitulatif des Ratios entre les Gains des Courants Différentiels Excités et des Valeurs Maximales des Interactions Induites pour les méthodes Diagonalisation/ECM/MCMD/MCA pour un Coupleur Monolithique

II.2.D Comparaison entre les Différents Couplages

Il a été vu que ces deux stratégies de couplage permettaient pour chaque méthode d'obtenir des réponses similaires à des 1ers ordres. Cependant même si l'introduction de résistances différentielles permet bien de définir les gains dans le cas d'un couplage cascade cyclique, cette approximation est à utiliser avec parcimonie pour un coupleur monolithique.

II.3 Conclusion

Ainsi ce chapitre a été dédié à la modélisation et à la généralisation de méthodes découplantes. En théorie il a été montré que la méthode de diagonalisation était la seule méthode de découplage « totale » mais qu'il existait cependant une infinité de méthode permettant le découplage partiel des modes et qui présentent l'avantage d'être indépendantes du type de couplage. L'intérêt de ces méthodes réside dans leur simplicité de calcul du point

de vue des matrices de passage. De plus il a été montré que le découplage partiel était suffisant pour permettre la bonne régulation du système.

Dans le cas d'un coupleur monolithique, il n'est pas nécessaire de procéder à la diagonalisation car la forme généralisée des matrices de passage qui en découle est équivalente à la méthode ECM. Les matrices équivalentes sont toutes diagonales et égales et comportent un mode commun et un mode différentiel présent $(n-1)$ fois.

Pour un couplage cascade cyclique, il a été vu que les modes apparaissaient toujours deux à deux de manière symétrique pour les méthodes ECM, MCMD et MCA et qu'il était possible en théorie de connaitre tous les modes différentiels avec une erreur raisonnable en identifiant seulement trois modes différentiels. Cependant du fait de la non symétrie de la matrice de couplage il est difficile de généraliser l'évolution de la matrice équivalente issue de la méthode diagonalisation analytiquement.

Un prototype expérimental a été développé pour des couplages à 6 bras et a permis de montrer que dans tous les cas le courant de mode commun et les courants différentiels étaient équivalents à des 1^{ers} ordres et que les résultats expérimentaux coïncidaient bien avec ceux de simulation. Cependant il ressort de ces essais que les formules analytiques théoriques permettaient de retrouver les gains de modes et les constantes de temps des modes communs mais qu'elles n'étaient pas viables pour les constantes de temps différentielles, ce qui montrent les limites d'un modèle avec des coupleurs équilibrés par rapport à des coupleurs réels.

Chapitre III
Réalisation de la Commande en Boucle Fermée

Sommaire

Sommaire 49

II.1 Stratégie de Modélisation pour le Découplage des Modes 51

II.1.A Présentation 51

II.1.B Méthode de Modélisation 52

II.1.B.1 Diagonalisation 54

II.1.B.2 Egalisation des Courants par Rapport à la Moyenne (ECM) 56

II.1.B.3 Mode Commun et Modes Différentiels (MCMD) 58

II.1.B.4 Moyenne des Courants Adjacents (MCA) 59

II.1.B.5 Mode Commun Esclave (MCE) 61

II.1.C Application des Méthodes et Généralisation 62

II.1.C.1 Evolution des Interactions 63

II.1.C.2 Evolution des Paramètres des Modes Différentiels 70

II.1.D Conclusion 79

II.2 Validation Expérimentale de la Modélisation 79

II.2.A Présentation 80

II.2.B Implémentation et Codage Numérique 81

II.2.C Résultats 86

II.2.C.1 Coupleur Cascade Cyclique 87

II.2.C.2 Coupleur Monolithique 102

II.2.D Comparaison entre les Différents Couplages 108

II.3 Conclusion 108

Sommaire 111

III.1 Présentation 113

III.2 Problématique de l'Echantillonnage des Courants 113
III.3 Simulation et Pré-dimensionnement des Correcteurs 115
III.3.A Régulateur de Mode Commun 116
III.3.A.1 Synthèse Analogique 116
III.3.A.2 Synthèse Numérique 125
III.3.B Régulateurs de Modes Différentiels 130
III.3.B.1 Coupleurs Monolithique 132
III.3.B.2 Couplage Cascade Cyclique 137
III.3.C Mise à Jour des Rapports Cycliques 140
III.3.D Conclusion 148
III.4 Résultats Expérimentaux et Validation 149
III.4.A Réalisation et Implémentation FPGA 149
III.4.B Coupleur Monolithique 152
III.4.B.1 Système Complet 153
III.4.B.2 Système Réduit 156
III.4.C Couplage Cascade Cyclique 158
III.4.C.1 Système Complet 158
III.4.C.2 Système Réduit 161
III.5 Réalisation PI en VHDL 162
III.5.A Régulateur « Externe » 162
III.5.B Régulateur « Interne » 163
III.5.C Calcul des Rapports Cycliques et Mise à l'Echelle 164
III.5.D Pourcentage d'Utilisation et Résultats 164
III.6 Conclusion 166

III.1 Présentation

L'objectif de ce chapitre est de mettre en place les boucles de régulation de mode commun et modes différentiels [CAP]. La structure de régulation vue Figure I. 2 pour un convertisseur mono-bras doit donc être modifiée afin de répondre à cette problématique. La Figure III. 1 donne la nouvelle structure de régulation qui sera mise en place.

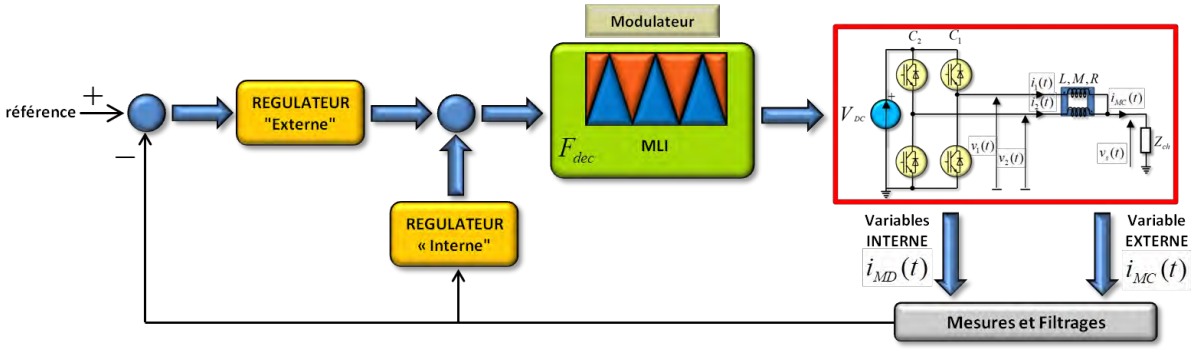


Figure III. 1 : Structure de Régulation d'un Convertisseur Multiniveaux Parallèle

Le régulateur « externe » a pour objectif de contrôler le courant de mode commun tandis que le régulateur « interne » s'occupe d'annuler les différentiels de courants.

III.2 Problématique de l'Echantillonnage des Courants

Afin de réaliser la commande numérique du système, il est essentiel d'assurer un bon échantillonnage des courants. La lecture des courants sur le sommet de la porteuse qui lui est associée permet lorsque le courant est triangulaire de récupérer sa valeur moyenne instantanée. Cependant avec le couplage les courants de bras ne sont plus triangulaires mais montrent une composante à nf_{dec} qui s'additionne à la composante triangulaire à f_{dec}. Pour cette raison il n'est pas possible d'obtenir par échantillonnage à $f_e = f_{dec}$ la valeur moyenne exacte des courants de bras.

D'autre part le courant de mode commun en sortie du convertisseur présente une constante de temps très faible $\left(\frac{L_{mc}}{R+nR_{ch}}\right)$ qui peut être inférieure à la période de découpage si la fréquence de découpage est faible. Dans ce cas même pour une ondulation de 10% les courants sont exponentiels car la fréquence associée à la dynamique du système est supérieure à la fréquence de découpage. La Figure III. 2 montre ce courant de sortie ainsi que sa valeur échantillonnée.

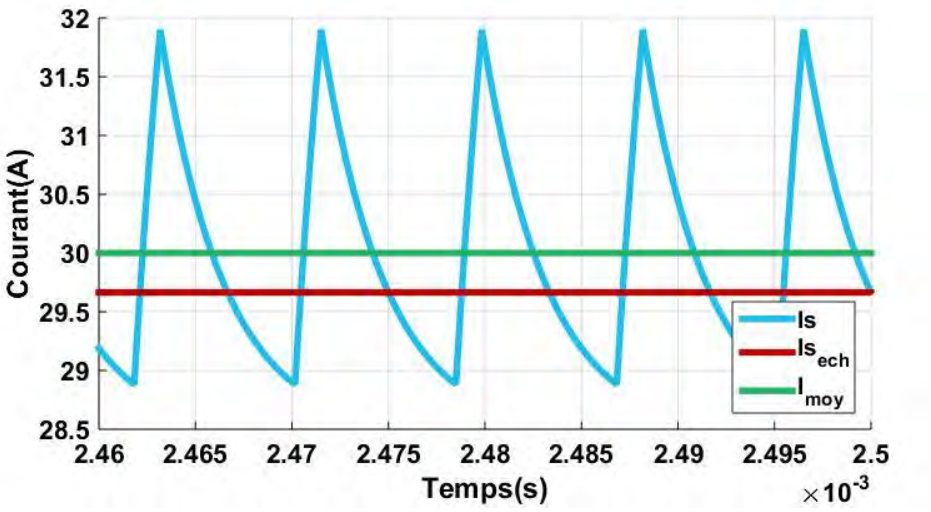


Figure III. 2 : Offset de Lecture entre le Courant Echantillonné et la Valeur Moyenne du Courant de Sortie

Dans cette configuration, pour une ondulation du courant de 10%, l'erreur d'échantillonnage n'est que de 1,3% mais elle augmentera avec l'ondulation.

Dans la réalité les mesures de courants sont perturbées du fait des bruits de commutation. La Figure III. 3 montre le signal de sortie d'un capteur de courant après la résistance de charge (le capteur présente un calibre de 50 A pour 50 mA en sortie avec une résistance de charge de 100 Ω).

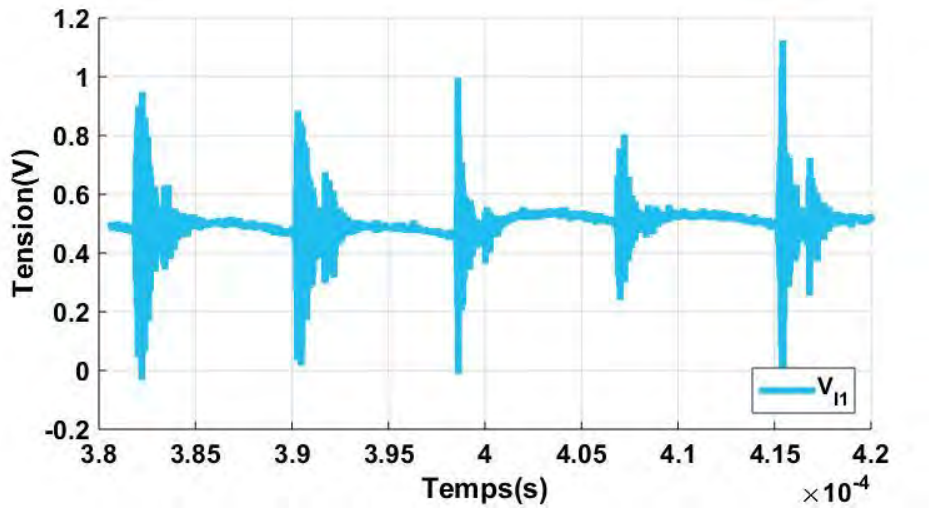


Figure III. 3 : Bruit de Mesure sur la Sortie d'un Capteur de Courant après la Résistance de Charge

Sur la partie où le courant croit il n'est pas possible de venir échantillonner la valeur précisément mais il est envisageable de lire cette valeur sur la pente descendante (ceci n'est valable que pour des valeurs de rapports cycliques faibles). De ce fait des filtres de mesures

seront mis en place. Ces filtres seront dimensionnés afin d'avoir une fréquence de coupure une décade en dessous de la fréquence de découpage ou de la fréquence apparente.

III.3 Simulation et Pré-dimensionnement des Correcteurs

Le but de cette partie est de donner des pistes à l'utilisateur quant aux choix des correcteurs des différents modes. Toutes les pistes explorées seront basées sur des régulateurs simples de type PI (associant une erreur statique nulle et une bonne dynamique d'asservissement) de la forme :

$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \qquad \textit{III. 1}$$

L'étude se limitera à ce type de correcteur car il présente une simplicité en terme de réalisation et que du fait du système considéré l'augmentation du nombre de bras implique un grand nombre de correcteurs.

Dans chacun des cas en fonction des préférences de l'utilisateur (amortissement, temps de réponse…) une solution sera privilégiée. Pour chaque mode les correcteurs seront dans un premier temps synthétisés de manière analogique et numérisés en remplaçant la variable de Laplace par la variable des systèmes échantillonnés à l'aide de la méthode des trapèzes (Tustin) d'après l'équation suivante avec $T_e = {}^{1}/_{f_{dec}}$:

$$s = \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}}\frac{2}{T_e} \qquad \textit{III. 2}$$

Puis dans un deuxième temps ces régulateurs seront dimensionnés en réalisant la transformée en z de la fonction de transfert du système avec un bloqueur d'ordre 0 auquel sera ajouté un correcteur PI numérique de la forme :

$$C(z) = \frac{r_0+r_1z^{-1}}{1-z^{-1}} \qquad \textit{III. 3}$$

En identifiant le dénominateur de la fonction de transfert en boucle fermée avec un second ordre de la forme $1 + p_1\mathrm{z}^{-1} + p_2\mathrm{z}^{-2}$ il vient :

$$p_1 = -2e^{-\xi_{BF}\omega_{\mathrm{BF}}T_e}\, cos\left(\omega_{\mathrm{BF}}T_e\sqrt{1-{\xi_{BF}}^2}\right) \quad \text{et} \quad p_2 = e^{-2\xi_{BF}\omega_{\mathrm{BF}}T_e} \qquad \text{III. 4}$$

Avec ξ_{BF} et ω_{BF} les paramètres en boucle fermée à imposer.

Dans chacun des cas les correcteurs seront mis en place en utilisant l'équation de récurrence suivante :

$$\alpha(k) = \alpha(k-1) + r_0\varepsilon(k) + r_1\varepsilon(k-1) \qquad \textit{III. 5}$$

III.3.A Régulateur de Mode Commun

L'étude se concentrera ici sur la synthèse du régulateur de mode commun. En effet les méthodes sont toutes définies afin de réguler le courant de sortie, ainsi quelque soit la méthode et le couplage utilisé la fonction de transfert est :

$$H_{mc}(s) = \frac{V_{DC}}{R_s + Z_{ch} + L_{fs}s} \qquad III.\ 6$$

Avec :

$$R_s = \frac{R}{n} \qquad et \qquad L_{fs} = \frac{L_{mc}}{n} \qquad III.\ 7$$

Pour l'étude suivante la charge sera considérée comme purement résistive, ceci influence uniquement sur le courant de mode commun. Dans le cas où la charge ne serait pas que résistive il faudrait alors remplacer le Z_{ch} par la fonction de transfert du quadripôle en sortie. Ici $Z_{ch} = R_{ch}$.

Du fait de la présence des coupleurs le modèle se présente comme sur la Figure III. 4.

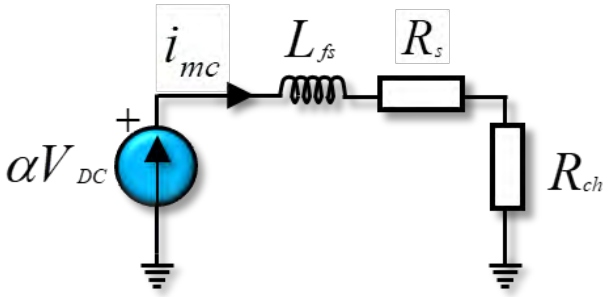


Figure III. 4 : Modèle de Mode Commun avec une Charge R

III.3.A.1 Synthèse Analogique

Il existe plusieurs moyens de faire la synthèse du régulateur, ici deux seront étudiés : système en court circuit (purement inductif) et système réel.

III.3.A.1.A Système en Court Circuit

Dans cette approche les résistances sont considérées comme des perturbations [CHE]. Le schéma bloc en boucle fermée est donné sur la Figure III. 5.

Le rapport cyclique de mode commun est limité entre 0,05 et 0,95.

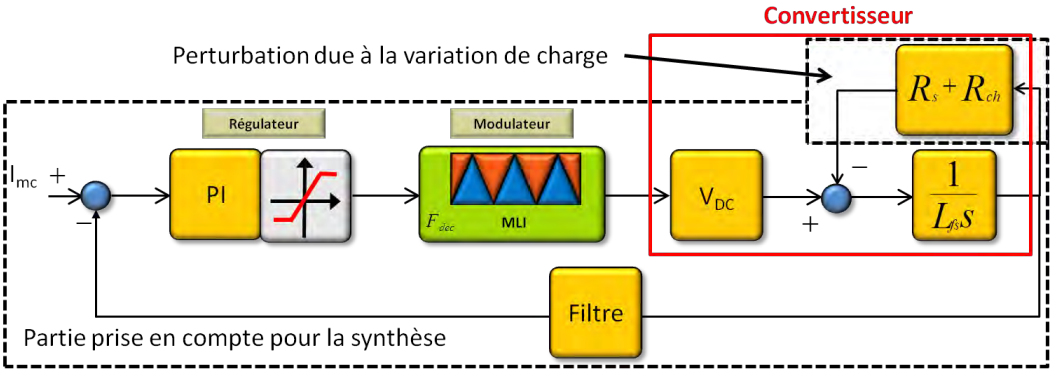


Figure III. 5 : Schéma Bloc de Mode Commun avec Perturbation

Il découle de ce modèle la fonction de transfert en boucle fermée suivante :

$$H_{BF}(s) = \frac{1+\frac{K_p}{K_i}s}{1+\frac{K_p}{K_i}s+\frac{L_{fs}}{V_{DC}K_i}s^2} \qquad III.\ 8$$

Soit :

$$K_p = \frac{2\xi_{BF}L_{fs}\omega_{BF}}{V_{DC}} \qquad et \qquad K_i = \frac{L_{fs}{\omega_{BF}}^2}{V_{DC}} \qquad III.\ 9$$

III.3.A.1.B Système Complet

Dans ce cas de figure la charge est prise en compte dans la synthèse du correcteur. Le schéma bloc à considérer est représenté sur la Figure III. 6.

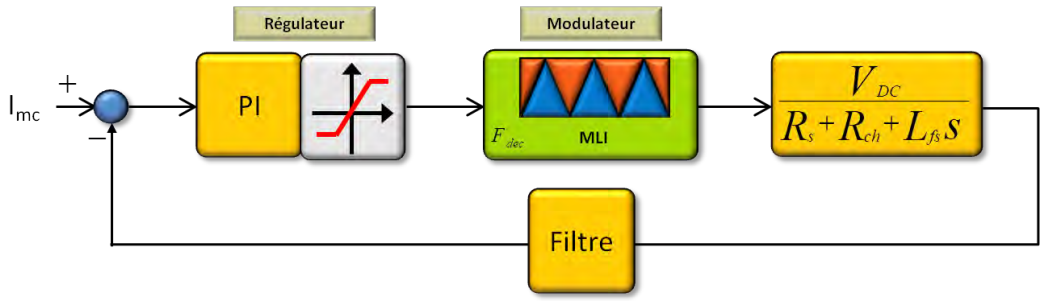


Figure III. 6 : Schéma Bloc de Mode Commun

Dans ce cas la fonction de transfert en boucle fermée devient :

$$H_{BF}(s) = \frac{1+\frac{K_p}{K_i}s}{1+\left(\frac{K_p}{K_i}+\frac{R_S+R_{ch}}{V_{DC}K_i}\right)s+\frac{L_{fs}}{V_{DC}K_i}s^2} \qquad III.\ 10$$

Avec :

$$K_p = \frac{2\xi_{BF} L_{fs} \omega_{BF} - (R_s + R_{ch})}{V_{DC}} \quad et \quad K_i = \frac{L_{fs} {\omega_{BF}}^2}{V_{DC}} \qquad III.\ 11$$

Il est important ici de remarquer que si :

$$\frac{\xi_{BF} L_{fs} \omega_{BF}}{R_s + R_{ch}} < 0{,}5 \quad alors \quad K_p < 0 \qquad III.\ 12$$

D'après le critère de Routh-Hurwitz le polynôme au dénominateur du système est toujours stable quelque soit le signe de K_p, cependant si ce dernier est négatif le polynôme au numérateur présente un zéro instable ce qui implique que le système est à non-minimum de phase et dans ce cas fortement oscillant en discret.

Avant de réaliser la synthèse du correcteur de mode commun il est nécessaire de déterminer toutes les configurations possibles du système en fonction de la répartition des différentes pulsations internes en prenant aussi en compte celle du filtre de mesure. Ces différentes pulsations sont :

$$\begin{cases} \omega_{dec} = 2\pi \times f_{dec} \\ \omega_{app} = 2\pi \times n f_{dec} \\ \left.\begin{aligned} \omega_{filtre} &= \frac{\omega_{app}}{10} \\ \omega_{sys} &= \frac{R + nR_{ch}}{L_{mc}} \end{aligned}\right\} \text{Mode commun} \end{cases} \qquad III.\ 13$$

Le Tableau III. 1 présente toutes les répartitions possibles de ces pulsations.

La contrainte de dimensionnement étant liée à la plus petite des pulsations entre le filtre et le système, les configurations présentées dans le tableau ci-dessous peuvent être regroupées par ligne, il n'y a donc plus que 4 cas possibles car la plus grande des pulsations entre le système et le filtre (en bleue) n'influence pas sur le dimensionnement.

Il sera vu dans III.3.A.1.C que lorsque $\omega_{sys} = \omega_{filtre}$ il faut réduire la bande passante imposée en boucle fermée pour découpler le système et le filtre. Ainsi le cas 4 concerne uniquement les systèmes avec un très grand nombre de bras en parallèle car au minimum :

$$\omega_{sys} = 1{,}1 \times \omega_{dec} \quad \omega_{filtre} = 11 \times \omega_{dec} \quad \omega_{app} = 110 \times \omega_{dec} \qquad III.\ 14$$

Il faut donc $n > 100$ pour se placer dans cette configuration ce qui n'existe pas dans la littérature. Ainsi pour cette raison le cas 4 ne sera pas étudié.

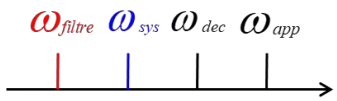
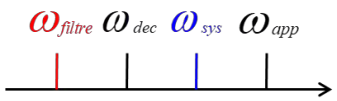
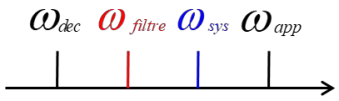
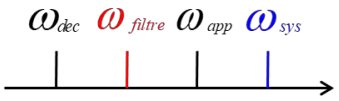
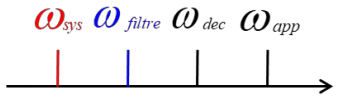
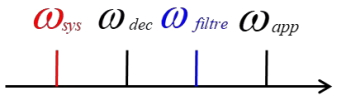
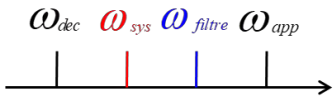
<table>
<tr><td rowspan="5">$\omega_{filtre} < \omega_{sys}$</td><td colspan="2">Cas 1</td></tr>
<tr><td>
</td><td>
</td></tr>
<tr><td>(a)</td><td>(b)</td></tr>
<tr><td colspan="2">Cas 2</td></tr>
<tr><td>
</td><td>
</td></tr>
<tr><td>(a)</td><td>(b)</td></tr>
<tr><td rowspan="5">$\omega_{sys} < \omega_{filtre}$</td><td colspan="2">Cas 3</td></tr>
<tr><td>
</td><td>
</td></tr>
<tr><td>(a)</td><td>(b)</td></tr>
<tr><td colspan="2">Cas 4</td></tr>
<tr><td colspan="2">
</td></tr>
</table>

Tableau III. 1 : Positionnement des Bandes Passantes en Fonction des Paramètres du Système

Le positionnement entre la pulsation du filtre et celle du système est principalement dû à la valeur de la résistance de charge, en effet si les deux pulsations sont identiques cela implique :

$$R_{ch} = \frac{L_{mc}\omega_{dec}}{10} - R_s \qquad III.\ 15$$

Ainsi si la résistance de charge est supérieure à cette valeur la pulsation du système sera toujours supérieure à celle du filtre quelque soit le nombre de bras et inversement.

a) $\omega_{filtre} < \omega_{sys}$

En premier lieu le système sera défini afin que sa pulsation propre soit plus grande que celle du filtre. Les paramètres utilisés seront donc les suivants :

$$L_{mc} = 140\ \mu H \qquad R = 166\ m\Omega \qquad R_{ch} = 10\ \Omega$$
$$V_{DC} = 400\ V \qquad f_{dec} = 20\ kHz \qquad III.\ 16$$

Avec ces paramètres la pulsation propre vaut $\omega_{BF} = 429757\, rad/s$ ce qui est bien supérieur à la pulsation de coupure du filtre $\omega_{filtre} = 75398\, rad/s$. Ainsi d'après III. 11 il y a pour une valeur d'amortissement $\xi_{BF} = 1$:

$$K_p = -1{,}627 \times 10^{-2} \qquad \textit{III. 17}$$

Une première idée afin de résoudre ce problème serait d'introduire un correcteur IP afin d'annuler l'effet du zéro. Cependant même si cette solution est adaptée pour le système en continu ce dernier devient instable en discret et nécessite de complexifier la structure du correcteur afin d'obtenir une réponse satisfaisante.

La bande passante en boucle fermée ne pouvant être augmentée du fait du filtre, une première idée fût de réaliser la synthèse du régulateur pour une résistance de charge maximale permettant d'assurer un $K_p > 0$. En effet lors de la synthèse en court circuit ce paramètre était positif. Cependant en comparant les équations III. 8 et III. 10 il est intéressant de remarquer que la charge n'influence que sur le coefficient de degré 1 du dénominateur, ce qui indique que les deux méthodes ne diffère qu'au niveau du ξ_{BF}. Ainsi pour un dimensionnement avec une autre résistance de charge l'amortissement n'est pas directement celui imposé mais :

$$\xi_{BF}{}^{*} = \xi_{BF} + \frac{1}{2L_{fs}\omega_{BF}}(R_{ch} - R_{ch}{}^{*}) \qquad \textit{III. 18}$$

De ce fait le correcteur de mode commun sera dimensionné afin de respecter $K_p > 0$ en influant sur la valeur du ξ_{BF}. Et ainsi :

$$\xi_{BF} > \frac{R_s + R_{ch}}{2L_{fs}\omega_{BF}} \qquad \textit{III. 19}$$

Cependant l'augmentation du coefficient d'amortissement entraine une augmentation du temps de réponse, le ξ_{BF} sera donc choisit afin de supprimer le zéro instable et d'obtenir le meilleur temps de réponse. Ceci implique $K_p = 0$ et donc la mise en place d'un correcteur de type intégral. Dans ce cas il n'est pas possible d'imposer ξ_{BF} et ω_{BF} séparément.

D'après le Tableau III. 1 il est nécessaire de différentier deux cas dépendant directement du nombre de bras (n) : soit la pulsation du filtre est inférieure à la pulsation de découpage, soit la pulsation du filtre est supérieure à la pulsation de découpage.

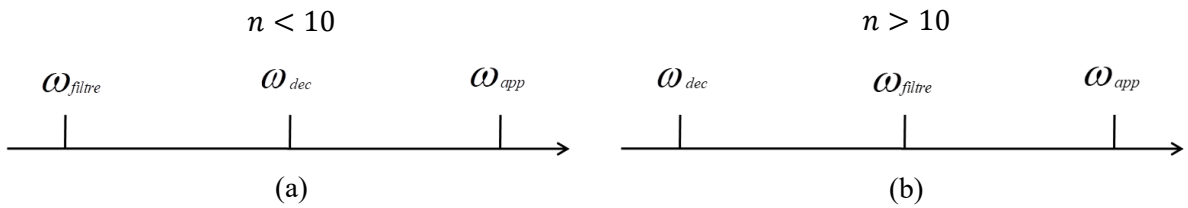


Figure III. 7 : Positionnement des Bandes Passantes avec la Pulsation de Découpage (a) Supérieure et (b) Inférieure à la Pulsation de Coupure du Filtre

Dans toute la suite les essais prendront en compte le filtre de mesure, la synthèse sera réalisée en utilisant trois fonctions de transfert différentes : mode commun (système), filtre et mode commun avec filtre (système global) soit :

$$\begin{aligned} H_{mc}(s) &= \frac{V_{DC}}{R_s+R_{ch}+L_{fs}s} \\ H_{filtre}(s) &= \frac{V_{DC}}{1+p_{1_{mc}}s+p_{2_{mc}}s^2} \\ H_{sys}(s) &= \frac{V_{DC}}{(1+p_{1_{mc}}s+p_{2_{mc}}s^2)(R_s+Z_{ch}+L_{fs}s)} \end{aligned} \qquad \textit{III. 20}$$

Avec :

$$p_{1_{mc}} = \frac{2}{\omega_{filtre}} \qquad et \qquad p_{2_{mc}} = \frac{1}{\omega_{filtre}{}^2} \qquad \textit{III. 21}$$

Dans tous les cas le schéma bloc de la Figure III. 6 n'est pas modifié quelque soit la fonction de transfert utilisée pour la synthèse des correcteurs.

a.1) $\omega_{filtre} < \omega_{dec}$

Le premier cas concerne un nombre faible de bras $(n < 10)$. La Figure III. 8 présente la réponse du mode commun pour un convertisseur à 6 bras avec les paramètres suivant :

$$\begin{cases} \xi_{BF} = 2{,}85 \\ \omega_{BF} = 75398\, rad/s \end{cases} \quad et \quad \begin{cases} r_0 = \frac{K_i T_e}{2} + K_p = 8{,}29 \times 10^{-2} \\ r_1 = \frac{K_i T_e}{2} - K_p = 8{,}29 \times 10^{-2} \end{cases} \qquad \textit{III. 22}$$

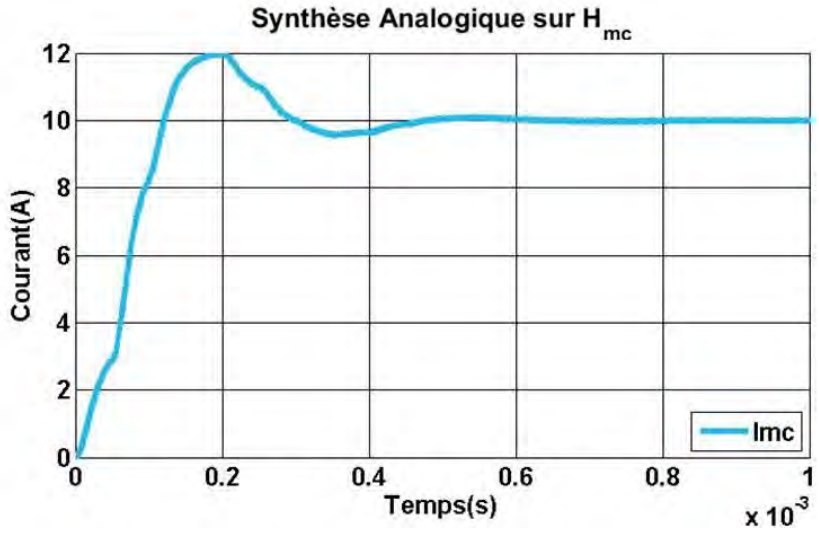
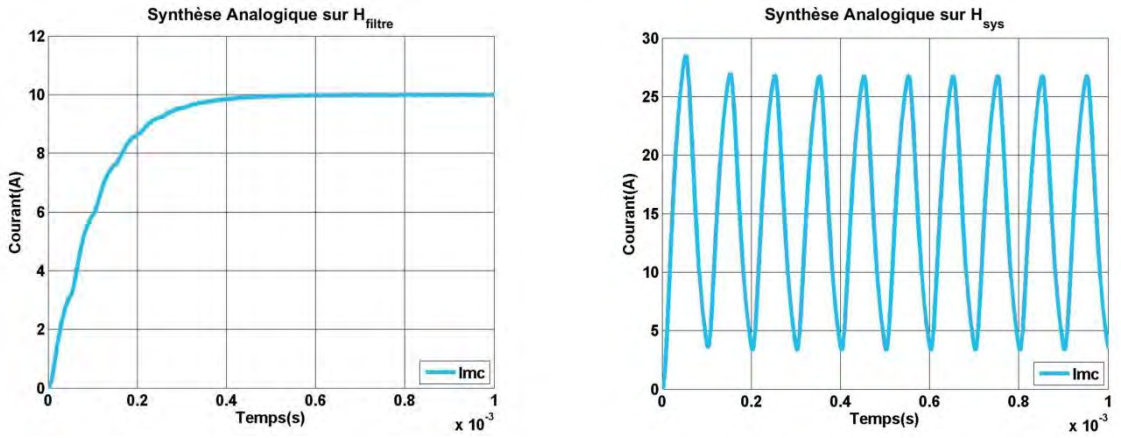


Figure III. 8 : Réponse Temporelle du Courant de Mode Commun pour un Dimensionnement sur un Système Hexa-bras à la Pulsation du Filtre par Synthèse Analogique

Du fait de l'amortissement la réponse ne devrait pas présenter de dépassement cependant il y a ici 20% de dépassement, de plus le temps de réponse du système devrait être d'après l'abaque du temps de réponse réduit en fonction de l'amortissement de 231 µs. Cette réponse est due à l'influence du filtre sur le système. Afin d'obtenir le comportement désiré les paramètres des correcteurs seront calculés à l'aide des fonctions de transfert du filtre et du système global. Ces fonctions de transfert sont d'ordre 2 et 3 ce qui complique le calcul des paramètres des correcteurs. Ces paramètres seront donc calculés à l'aide de la fonction *pidtune* de Matlab en imposant une marge de phase de 60°. La Figure III. 9 présente les réponses du courant de mode commun avec les paramètres de correcteurs suivants pour le filtre et le système global respectivement :

$$\begin{cases} r_0 = 9{,}042 \times 10^{-3} \\ r_1 = 3{,}823 \times 10^{-3} \end{cases} \quad et \quad \begin{cases} r_0 = 8{,}071 \times 10^{-2} \\ r_1 = -1{,}492 \times 10^{-2} \end{cases} \qquad III.\ 23$$



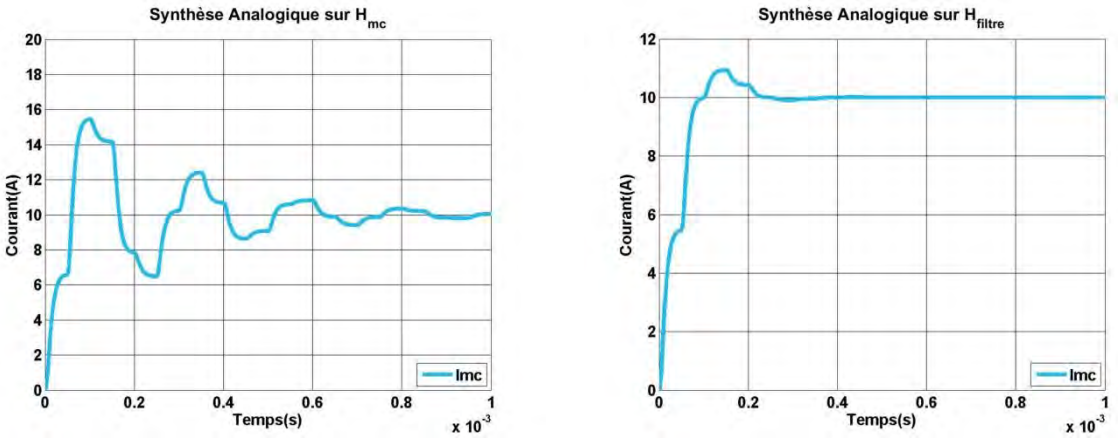
(a) (b)

Figure III. 9 : Réponse Temporelle du Courant de Mode Commun pour un Dimensionnement sur le (a) Filtre et (b) Système Global par Synthèse Analogique

Le dimensionnement sur le système global donne une réponse oscillante car le correcteur utilisé ne présente pas assez de degré de liberté pour assurer le control de fonctions de transfert plus complexes, dans la suite ce dimensionnement sera abandonné. Par contre le dimensionnement sur le filtre permet d'obtenir une réponse répondant aux attentes de dépassement et de temps de réponse. Ainsi dans cette configuration c'est le filtre de mesure qui est prédominant sur le système, il faut donc réaliser la synthèse du correcteur à partir de la fonction de transfert du filtre plutôt qu'en fonction de celle du système.

a.2) $\omega_{filtre} > \omega_{dec}$

Afin de tester le second cas $(n > 10)$, le nombre de bras sera modifié pour être égale à 12. La Figure III. 10 montre les réponses du courant de mode commun pour des dimensionnement sur le système et sur le filtre.



(a) (b)

Figure III. 10 : Réponse Temporelle du Courant de Mode Commun pour un Dimensionnement sur le (a) Système et (b) Filtre par Synthèse Analogique

Comme précédemment seul le dimensionnement sur le filtre présente une réponse satisfaisante cependant l'amortissement n'est pas contrôlé. De plus le dépassement augmente plus la bande passante du filtre est grande devant la pulsation de découpage.

a.3) Comparaison

Ainsi dans cette configuration et pour une synthèse des correcteurs en analogique le dimensionnement doit être effectué sur le filtre de mesure et est limité à un nombre de bras inférieur à 10.

b) $\omega_{filtre} > \omega_{sys}$

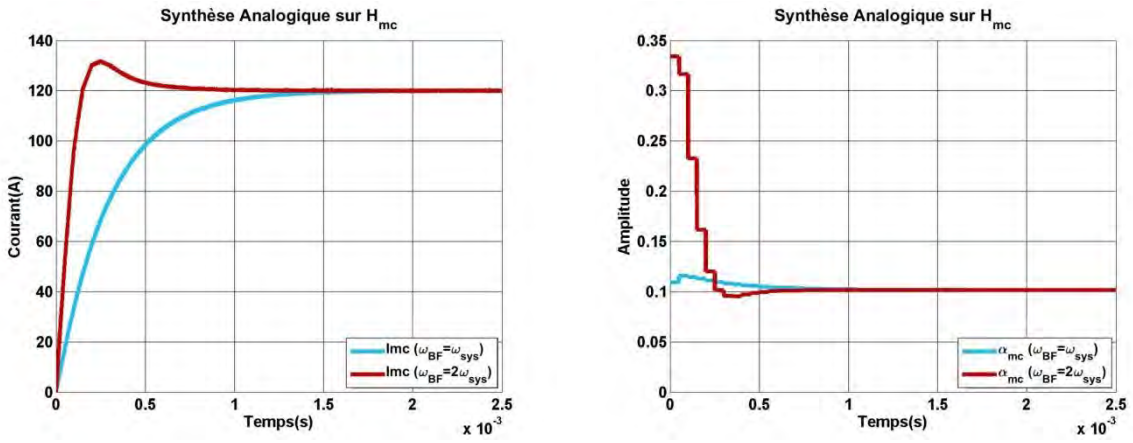
A présent les paramètres du convertisseur sont modifiés afin d'obtenir une pulsation propre du système inférieure à la pulsation du filtre (Tableau III. 1 cas 3). Les coupleurs restent inchangés mais la tension de bus et la résistance de charge sont modifiés ainsi :

$$V_{DC} = 80\ V \qquad et \qquad R_{ch} = 40\ m\Omega \qquad III.\ 24$$

D'après III. 12 et III. 15 pour des valeurs de ξ usuelles (>0,05) le K_p sera toujours positif si la pulsation propre est inférieure à la pulsation du filtre.

Dans cette configuration le filtre n'influence pas sur la régulation, le dimensionnement se fera donc directement sur le système. La Figure III. 11 montre la réponse du courant de monde commun dans ce cas avec un amortissement unitaire et :

$$\omega_0 = \frac{R_s+R_{ch}}{L_{fs}} = 2900\ rad/s \qquad ou \qquad \omega_0 = 2 \times \frac{R_s+R_{ch}}{L_{fs}} = 5800\ rad/s \quad III.\ 25$$



(a) (b)

Figure III. 11 : Réponse Temporelle du (a) Courant et (b) Rapport Cyclique de Mode Commun pour un Dimensionnement sur un Système Hexa-bras à sa Pulsation Propre par Synthèse Analogique

Cette réponse présente bien un dépassement nul et un temps de réponse de 345 µs à ω_{sys}, il n'est cependant pas possible d'accélérer la réponse sans ajouter de dépassement. D'autre part pour les deux essais le rapport cyclique n'est pas saturé. Dans ce cas il n'est pas nécessaire de différentier deux cas car le dimensionnement ne dépend pas du nombre de bras.

c) Conclusion Partielle

Ainsi il a été vu dans ce paragraphe que si le filtre de mesure était indépendant du système (bande passante plus grande) le dimensionnement du correcteur de mode commun était immédiat et ce quel que soit le nombre de bras avec une synthèse analogique. Cependant si la pulsation du filtre est inférieure à la pulsation propre du système c'est le filtre qui est l'élément principal et qui impose le dimensionnement du correcteur mais uniquement pour un nombre de bras inférieur à 10. Dans ces conditions la synthèse analogique du correcteur ne permet pas d'obtenir une solution pour un nombre de bras plus important.

III.3.A.2 Synthèse Numérique

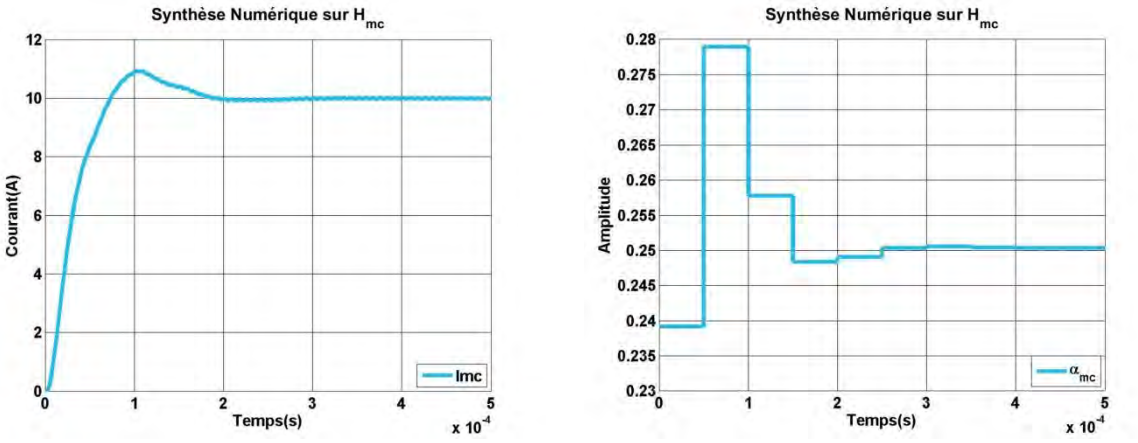
Afin de comparer les résultats précédents en terme de performances et de trouver une solution au problème mis en lumière, l'étude précédente est réitérée en réalisant le dimensionnement du correcteur directement sur la fonction de transfert discrétisée.

a) $\omega_{filtre} < \omega_{sys}$

Premièrement le jeu de paramètres utilisé sera celui dont la pulsation du filtre est inférieure à la pulsation propre du système pour un nombre de bras de 6. Dans ce cas il n'y a plus comme lors de la synthèse analogique de restriction sur l'amortissement, ainsi les paramètres en boucle fermée sont :

$$\xi_{BF} = 1 \qquad et \qquad \omega_{BF} = \frac{2\pi n f_{dec}}{10} = 75298\, rad/s \qquad III.\ 26$$

La Figure III. 12 donne le comportement du courant de mode commun dans le cas d'un dimensionnement sur le système.



(a) (b)

Figure III. 12 : Réponse Temporelle du (a) Courant et (b) Rapport Cyclique de Mode Commun pour un Dimensionnement sur un Système Hexa-bras à la Pulsation du Filtre par Synthèse Numérique

Comme lors de la synthèse analogique la réponse montre un dépassement qui est dû à l'influence de filtre. Afin de déterminer si avec cette méthode prendre un compte le filtre permet d'annuler le dépassement, le dimensionnement sera réalisé sur le filtre. La Figure III. 13 présente la réponse de ce dimensionnement.

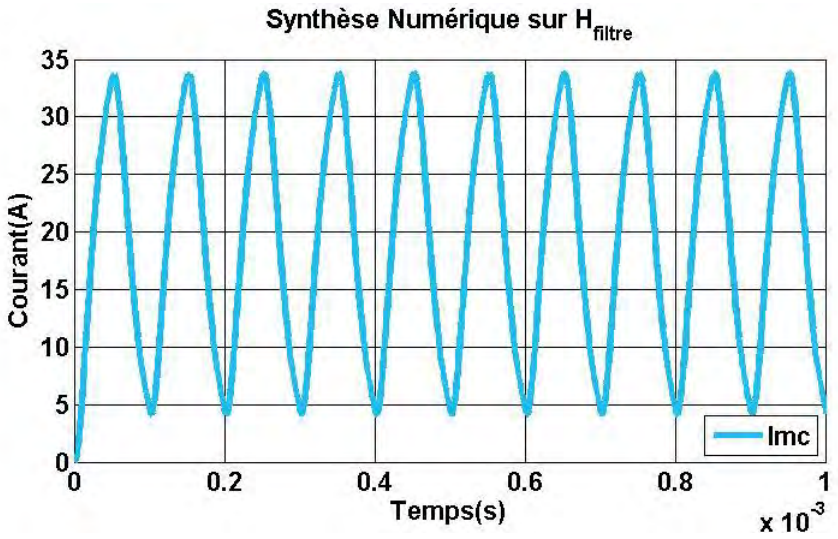
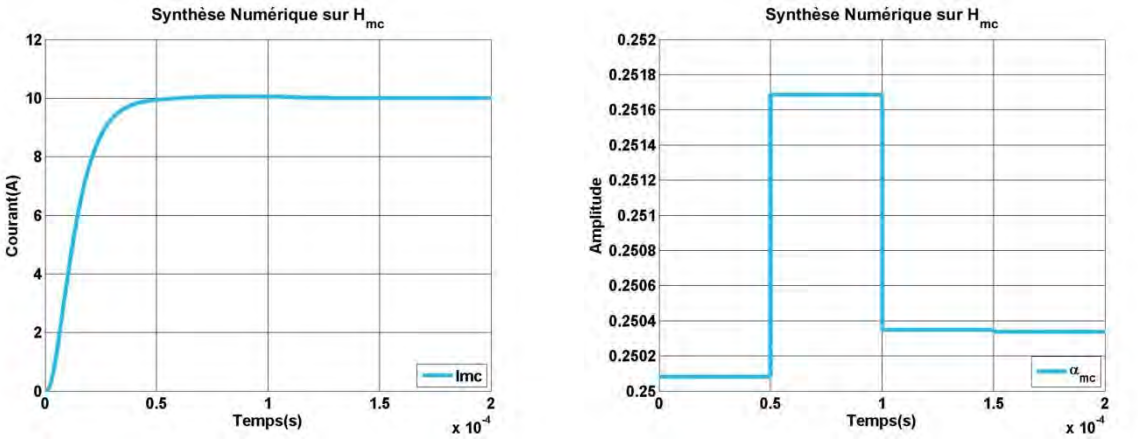


Figure III. 13 : Réponse Temporelle du Courant de Mode Commun pour un Dimensionnement sur le Filtre par Synthèse Numérique

Dans ce cas la prise en compte du filtre à un effet oscillant sur la régulation. Ici le dimensionnement du correcteur de mode commun sur le système donne une réponse acceptable mais qui ne correspond pas avec les paramètres de régulation, le nombre de bras est maintenant augmenté afin de savoir si le dépassement augmente avec le nombre de bras ou non.

La Figure III. 14 donne la réponse temporelle du mode commun pour un système à 12 bras dont le correcteur a été dimensionné avec la fonction de transfert du mode commun.



(a) (b)

Figure III. 14 : Réponse Temporelle du (a) Courant et (b) Rapport Cyclique de Mode Commun pour un Dimensionnement sur un Système Dodéca-bras à la Pulsation du Filtre par Synthèse Numérique

Avec la synthèse analogique l'augmentation du nombre de bras au dessus de 10 entrainait une augmentation du dépassement, ce qui est aussi le cas avec la synthèse

numérique. Cependant il est possible en imposant $\omega_{BF} = \omega_{dec}$ et $\xi_{BF} = 1$ d'obtenir une réponse pile.

Il faut faire attention car ce résultat n'est pas vrai pour toutes les valeurs d'amortissement. En effet afin d'assurer la stabilité en numérique d'un système il faut que le module de ses pôles appartienne au cercle unité. Du fait de son expression $|p_2|$ est toujours inférieur à 1 cependant $|p_1|$ dépend de l'amortissement. La Figure III. 15 montre l'évolution de p_1 en fonction de l'amortissement pour différent nombre de bras.

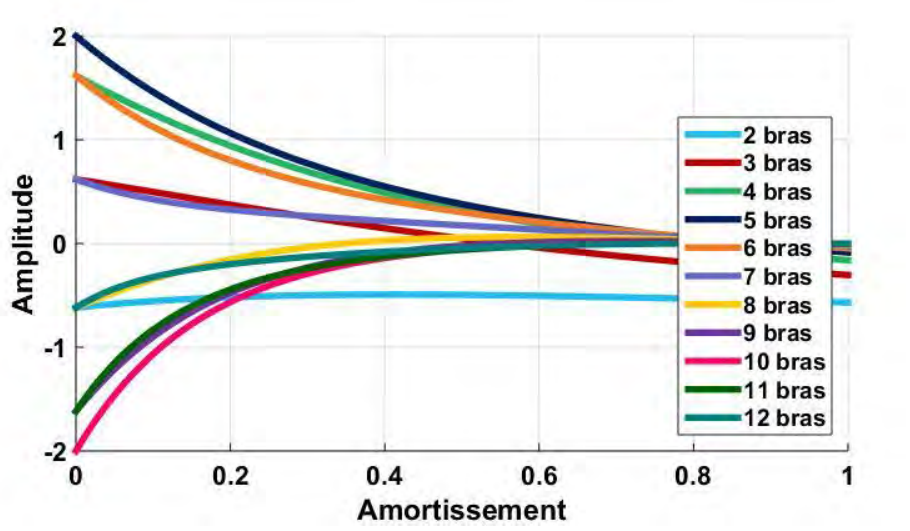


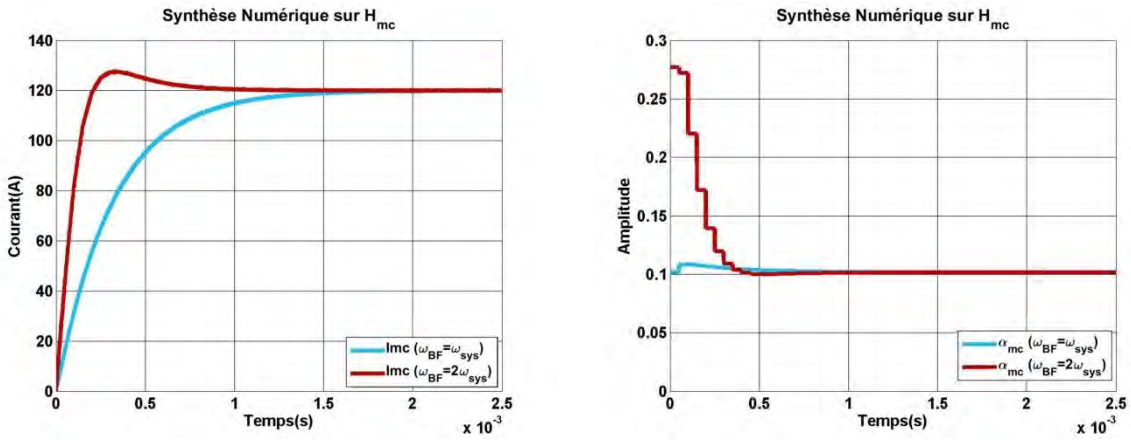
Figure III. 15 : Evolution de p_1 en Fonction de l'Amortissement pour 2 à 12 Bras

Cette figure montre qu'en théorie pour un ξ supérieur à 0,25 le système sera toujours stable quel que soit le nombre de bras car plus n est grand plus p_1 converge vers 0. Ainsi pour des valeurs usuelles d'amortissement, le système sera considéré comme stable. Or la diminution de ξ_{BF} implique l'augmentation de la pente initiale du courant, cependant le système est échantillonné à f_{dec} ainsi la réduction de l'amortissement entrainera un dépassement non contrôlé. En pratique pour réguler le mode commun à ω_{dec} il faudra choisir $\xi_{BF} = 1$.

Avec l'augmentation du nombre de bras les dimensionnements sur le filtre et le système global donnent toujours des réponses oscillantes, ainsi seul le dimensionnement sur le système sera utilisé dans le cas d'une synthèse numérique lorsque la pulsation du filtre est inférieure à la pulsation du système.

b) $\omega_{filtre} > \omega_{sys}$

Maintenant le système est étudié pour une pulsation propre inférieure à la bande passante du filtre. La Figure III. 16 montre la réponse du système dans cette configuration.



(a) (b)

Figure III. 16 : Réponse Temporelle du (a) Courant et (b) Rapport Cyclique de Mode Commun pour un Dimensionnement sur un Système Hexa-bras à sa Pulsation Propre par Synthèse Numérique

Comme dans le cas analogique la réponse présente bien un dépassement et un temps de réponse de 345 µs en imposant ω_{sys} en boucle fermée et il n'est toujours pas possible d'augmenter la bande passante sans dépassement.

III.3.A.1.C Comparatif des Synthèses

Il a été vu que malgré une fonction de transfert d'ordre 1 la synthèse des paramètres du correcteur de mode commun n'est pas forcément directe et nécessite de bien définir les pulsations liées au découpage et à la constante de temps du système. La Figure III. 17 résume quelle stratégie adopter en fonction des bandes passantes et des critères d'optimisation.

Cet arbre de décision permet d'aiguiller le choix du type de synthèse pour le dimensionnement du correcteur de mode commun en fonction du positionnement des bandes passantes, néanmoins il n'y a pas de branche qui permet de traiter le cas où la pulsation propre du système est égale à la fréquence de coupure du filtre. Au vue des résultats il existe quatre cas possible : pour n faible une synthèse analogique et numérique sur le système et une synthèse analogique sur le filtre et pour n grand une synthèse numérique sur le système. La Figure III. 18 donne les réponses du courant de mode commun pour ces cas avec la pulsation propre du système égale à celle du filtre.

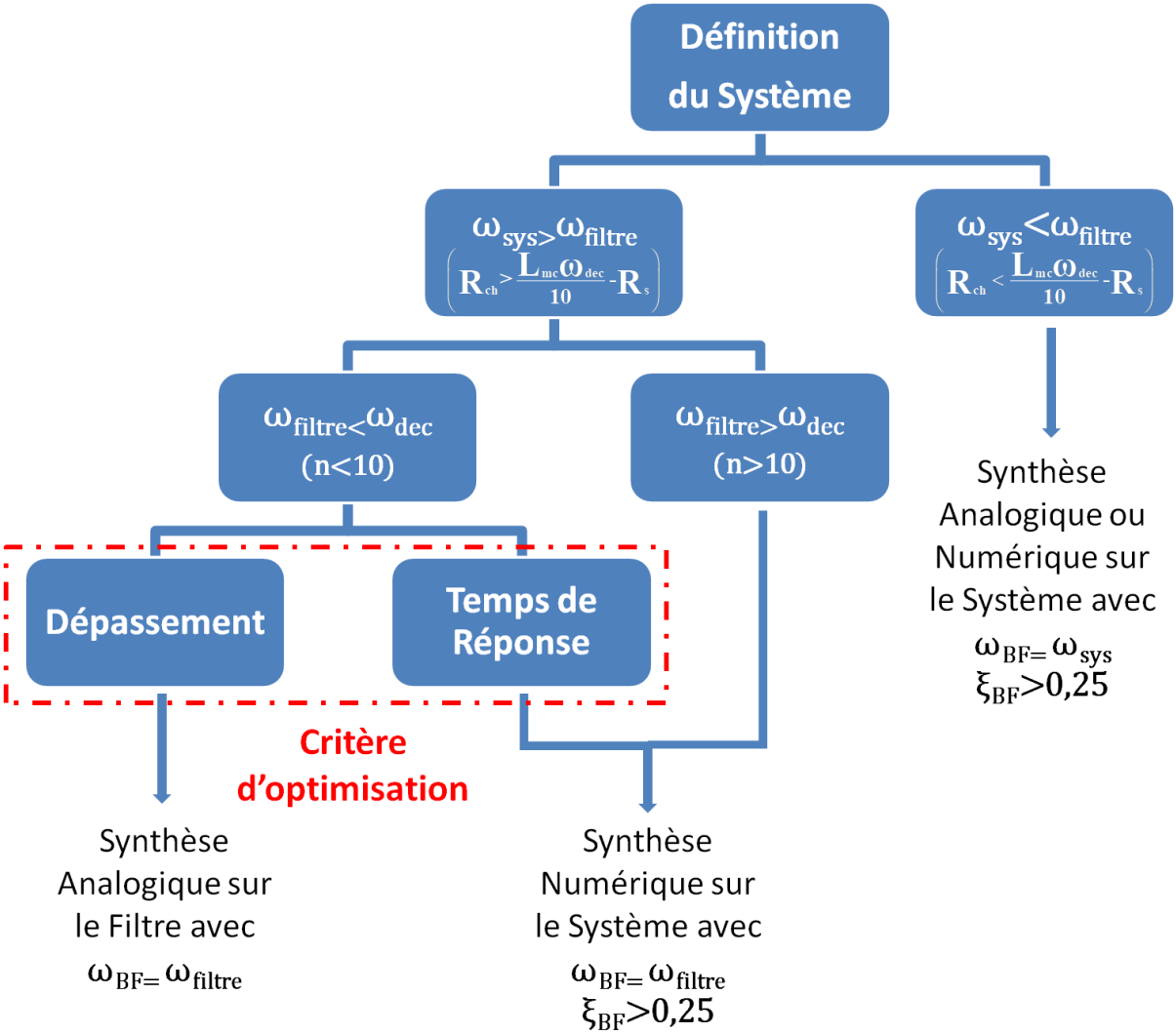


Figure III. 17 : Arbre de Décision pour la Synthèse du Correcteur de Mode Commun

Ainsi lorsque la pulsation propre du système et celle du filtre sont égales aucunes des synthèses ne présentent un dépassement nul, les conclusions précédentes ne sont pas applicables. Il est possible d'obtenir une réponse acceptable si n est grand mais pas pour un nombre de bras faible. Il faut donc dans ce cas diminuer la bande passante imposée en boucle fermée et donc ralentir le système.

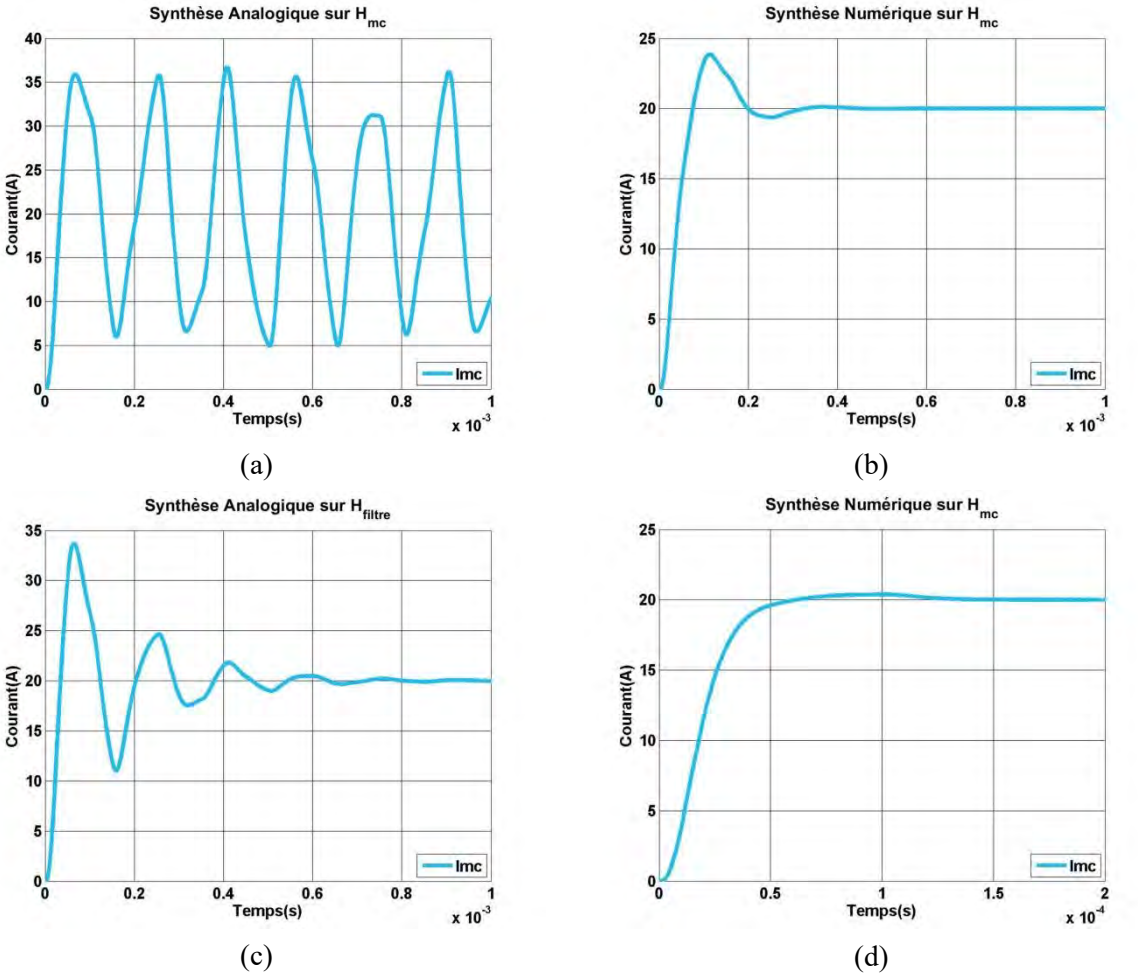


Figure III. 18 : Réponse Temporelle du Courant de Mode Commun pour une synthèse (a) Analogique sur le Système avec 6 Bras (b) Numérique sur le Système avec 6 Bras (c) Analogique sur le Filtre avec 6 Bras et (d) Numérique sur le Système avec 12 Bras pour $\omega_{sys} = \omega_{filtre}$

III.3.B Régulateurs de Modes Différentiels

Après avoir régulé le courant de mode commun il faut maintenant dimensionner les correcteurs de mode différentiel. Contrairement au mode commun ces derniers ne sont pas tous égaux, il faudra donc traiter tous les cas en fonction du couplage et des méthodes.

Les rapports cycliques différentiels influencent directement les différentiels de courant, dans le but de garantir la non saturation des coupleurs, de limiter les interactions tout en assurant une bonne répartition des pertes ceux-ci seront limités par les bornes suivantes :

$$\begin{cases} \alpha_{md_{min}} = -0{,}1 \times \alpha_{mc} \\ \alpha_{md_{max}} = 0{,}1 \times \alpha_{mc} \end{cases} \qquad III.\ 27$$

L'utilisation d'un coupleur oblige de prendre en compte la fréquence des courants de bras. En effet il a été vu dans le chapitre I qu'en utilisant des coupleurs les courants de bras pouvaient avoir une fréquence dominante à f_{dec} sur laquelle se superpose une composante à nf_{dec} ou alors évoluer à nf_{dec}. La Figure III. 19 montre les courants de bras sur une période de découpage avec le premier jeu de paramètre énoncé précédemment pour un coupleur monolithique.

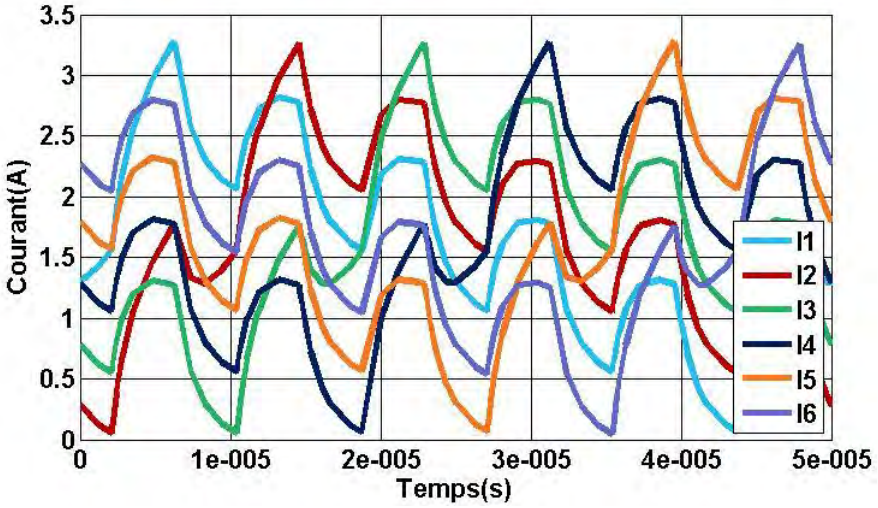


Figure III. 19 : Courants de Bras à f_{dec} pour un Coupleur Monolithique

Ici les formes d'ondes des courants montrent une fréquence dominante à f_{dec}, contrairement aux courants du jeu de paramètres 2 (Figure III. 20) qui sont à nf_{dec}.

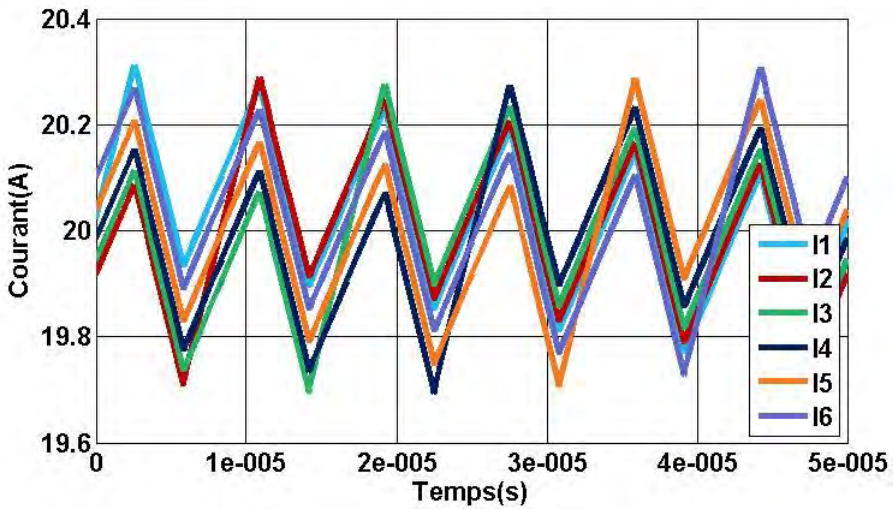
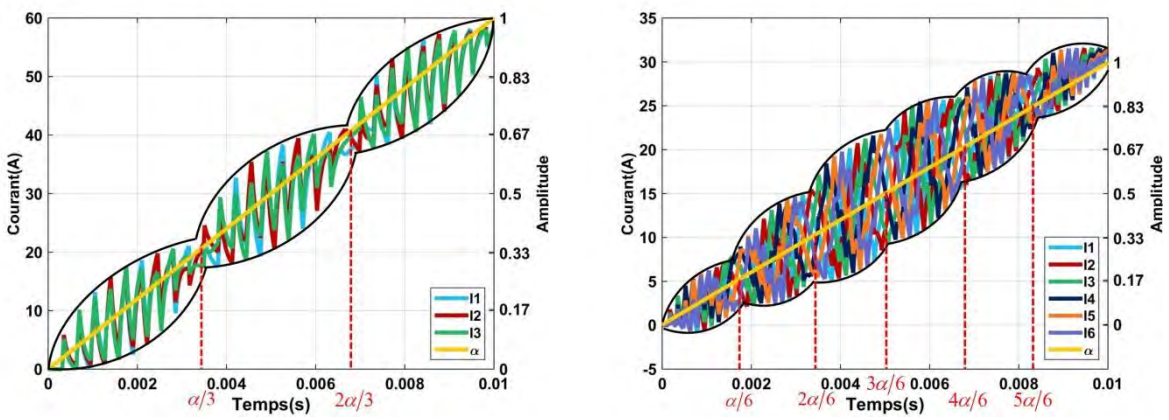


Figure III. 20 : Courants de Bras à nf_{dec} pour un Coupleur Monolithique

L'intérêt de connaître la fréquence des courants de bras réside dans le dimensionnement des filtres de mesures, l'objectif étant de filtrer le plus haut possible en fréquence. Il faut

néanmoins connaître la plage de variation des rapports cycliques car la fréquence des courants de bras est directement dépendante du point de fonctionnement. La Figure III. 21 montre les courants de bras pour des convertisseurs à 3 et 6 bras en fonction du rapport cyclique.



(a) (b)

Figure III. 21 : Evolution des Courants pour (a) 3 et (b) 6 Bras après Application d'une Rampe sur les Rapports Cycliques

Ceci montre que quelque soit le nombre de cellules en parallèle les courants de bras évolueront toujours à f_{dec} si l'ondulation du courant de sortie est nulle $\left(\alpha = {}^{k}/_{n}\right)$ et que plus l'ondulation du courant de sortie est réduite par rapport à l'ondulation d'un bras (Figure I. 9) plus l'enveloppe des courants s'écarte. De plus l'augmentation du nombre de cellules implique que les courants de bras seront à nf_{dec} uniquement pour des valeurs de rapports cycliques proche de 0 ou de 1.

Dans la suite les correcteurs de mode différentiel seront dimensionnés en prenant en compte la fréquence des courants de bras. Contrairement au courant de mode commun il n'y a pas plusieurs cas à différentier en fonction des pulsations du système car du fait de la définition des courants différentiels la pulsation liée à leur dynamique est toujours la plus faible. Ainsi pour les deux cas traités les dimensionnements des correcteurs de mode différentiel seront réalisé sur le système en négligeant le filtre.

III.3.B.1 Coupleurs Monolithique

L'avantage avec un coupleur monolithique est que les modes différentiels sont tous égaux et qu'ils s'expriment comme un 1er ordre sous la forme suivante :

$$H_{md}(s) = \frac{V_{DC}}{R + L_{md}s} \qquad III.\ 28$$

Avec :

$$L_{md} = L + M \qquad \textit{III. 29}$$

En ajoutant un correcteur PI la fonction de transfert en boucle fermée s'exprime :

$$H_{BF}(s) = \frac{1+\frac{K_p}{K_i}s}{1+\left(\frac{K_p}{K_i}+\frac{R}{V_{DC}K_i}\right)s+\frac{L_{md}}{V_{DC}K_i}s^2} \qquad \textit{III. 30}$$

Avec :

$$K_p = \frac{2\xi_{BF}L_{md}\omega_{BF}-R}{V_{DC}} \qquad et \qquad K_i = \frac{L_{md}{\omega_{BF}}^2}{V_{DC}} \qquad \textit{III. 31}$$

Il n'est pas nécessaire ici d'étudier le signe de K_p car du fait des valeurs des inductances de mode différentiel et des résistances de bobinage il sera toujours positif. Il a été vu avec le mode commun qu'avoir un système d'ordre 1 n'impliquait pas nécessairement un dimensionnement trivial, ce paragraphe tend à calculer les valeurs des correcteurs à mettre en place en prenant en compte l'influence des filtres de mesure et des pulsations.

III.3.B.1.A Fréquence des Courants de Bras à F_{dec}

Dans cette partie les filtres de mesure utilisés présenteront la fréquence de coupure suivante :

$$\omega_{filtre_{md}} = \frac{2\pi f_{dec}}{10} = 12566\ rad/s \qquad \textit{III. 32}$$

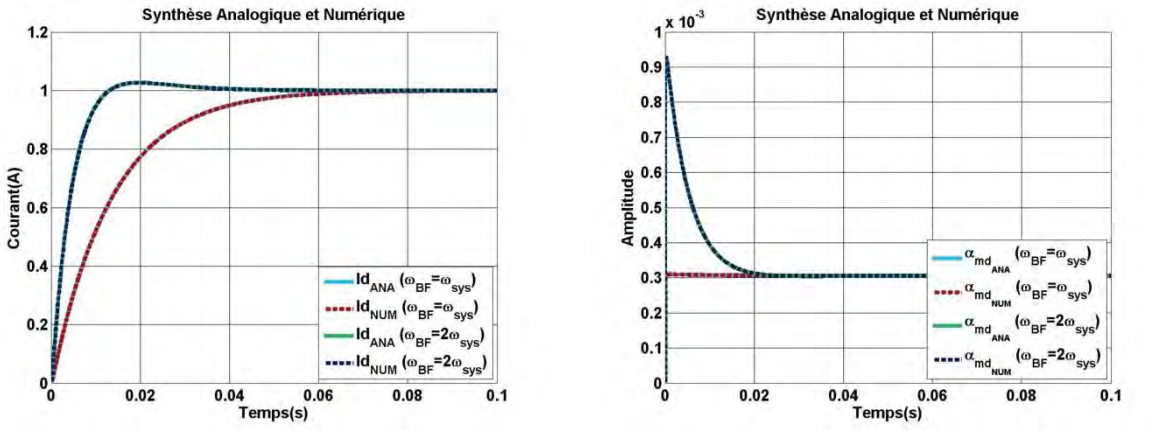
Pour rappel les paramètres dans cette configuration sont les suivants :

$$L_{md} = 1{,}668\ mH \qquad R = 166\ m\Omega \qquad R_{ch} = 10\ \Omega$$
$$V_{DC} = 400\ V \qquad f_{dec} = 20\ kHz \qquad \textit{III. 33}$$

Dans un premier temps les courants différentiels seront régulés avec un amortissement unitaire en imposant les bandes passantes suivantes :

$$\omega_{BF} = \omega_{sys} = \frac{R}{Lmd} = 99{,}5\ rad/s \ \ et \qquad \omega_{BF} = 2 \times \omega_{sys} = 199\ rad/s \qquad \textit{III. 34}$$

La Figure III. 22 montre la réponse du courant différentiel en sortie du filtre en dimensionnant les correcteurs de manière analogique et numérique après application d'un échelon de 1 A sur le courant différentiel.



(a) (b)

Figure III. 22 : Réponse Temporelle du (a) Courant et (b) Rapport Cyclique de Mode Différentiel pour un Coupleur Monolithique pour des Courants de Bras à f_{dec}

Pour les deux synthèses le système présente un temps de réponse équivalent à la bande passante imposée et un dépassement nul à ω_{sys}. Ainsi pour les modes différentiels les synthèses analogique et numérique donnent des résultats identiques. Tout comme le mode commun l'augmentation de la bande passante est responsable de l'apparition d'un dépassement pour les deux méthodes. Il n'est dont pas envisageable dans cette situation d'accélérer le système en imposant un dépassement nul.

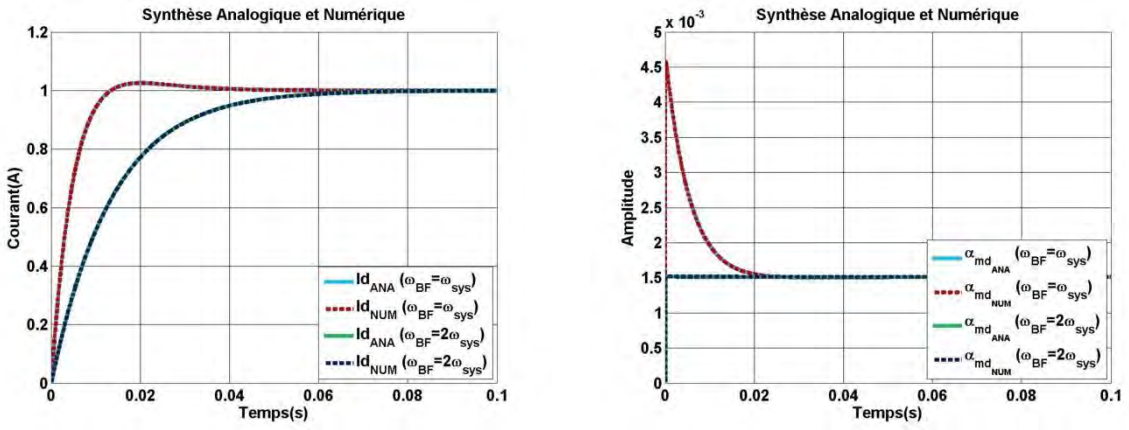
III.3.B.1.B Fréquence des Courants de Bras à nF_{dec}

Le but de ce paragraphe est de déterminer si le dimensionnement des correcteurs de mode différentiel est identique ou si le lien fort entre le courant de sortie et les courants de bras vient perturber la régulation.

Comme précédemment, les coupleurs restent inchangés mais la tension de bus et la résistance de charge sont modifiées ainsi :

$$V_{DC} = 80\ V \qquad et \qquad R_{ch} = 40\ m\Omega \qquad III.\ 35$$

Afin de déterminer l'influence du couplage, les correcteurs sont d'abord calculés pour les mêmes bandes passantes qu'en III. 34. La Figure III. 23 présente les résultats ainsi obtenus.



(a) (b)

Figure III. 23 : Réponse Temporelle du (a) Courant et (b) Rapport Cyclique de Mode Différentiel pour un Coupleur Monolithique pour des Courants de Bras à nf_{dec}

Ainsi les systèmes présentent bien les réponses désirées en imposant ω_{sys} en boucle fermée, mais comme dans le cas à f_{dec} augmenter la bande passante ne permet plus de contrôler le dépassement. Contrairement à ce qui avait été envisagé le fort lien entre le courant de mode commun et les courants de bras ne perturbe pas la régulation des courants différentiels.

Du fait de cette forte interaction il est ainsi possible de supposer que ce lien a un impact positif sur la régulation. En effet même si l'augmentation de la bande passante des courants différentiels modifie le dépassement, le régulateur de mode commun a été dimensionné pour assurer le contrôle du dépassement. Dans ce cas de figure les courants de bras et le courant de mode commun sont fortement liés ainsi il est possible de supposer qu'en régulant les courants différentiels avec la bande passante du courant de mode commun le régulateur de mode commun limitera le dépassement des modes différentiels.

Afin de vérifier cette hypothèse les modes différentiels sont régulés en imposant aux courants différentiels la pulsation de régulation du mode commun (sa pulsation propre ou celle du filtre). La Figure III. 24 montre la réponse associée à ce dimensionnement.

Ceci montre que le système présente bien un amortissement de 1 cependant celui-ci est saturé. Cette saturation provient de la définition de la plage de variation des rapports cycliques différentiels. Or du fait des paramètres utilisés α vaut 0,1015. La Figure III. 25 montre l'évolution des rapports cycliques au cours de cette réponse.

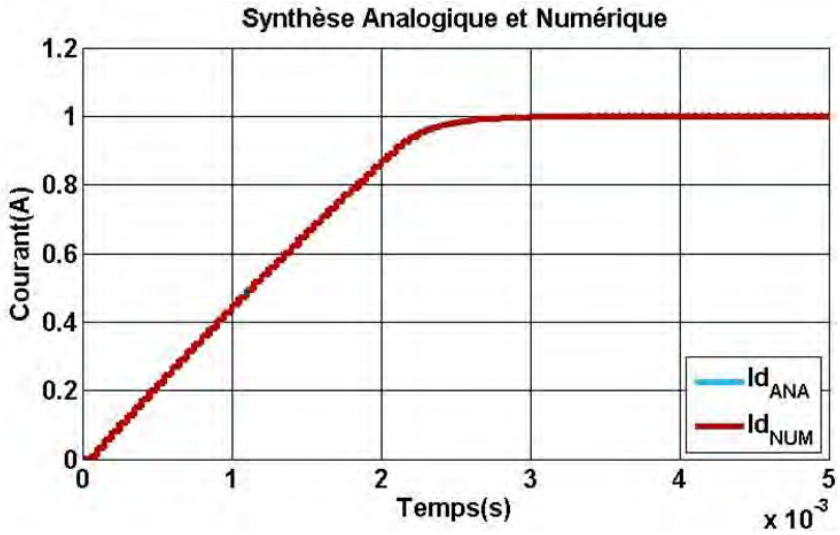
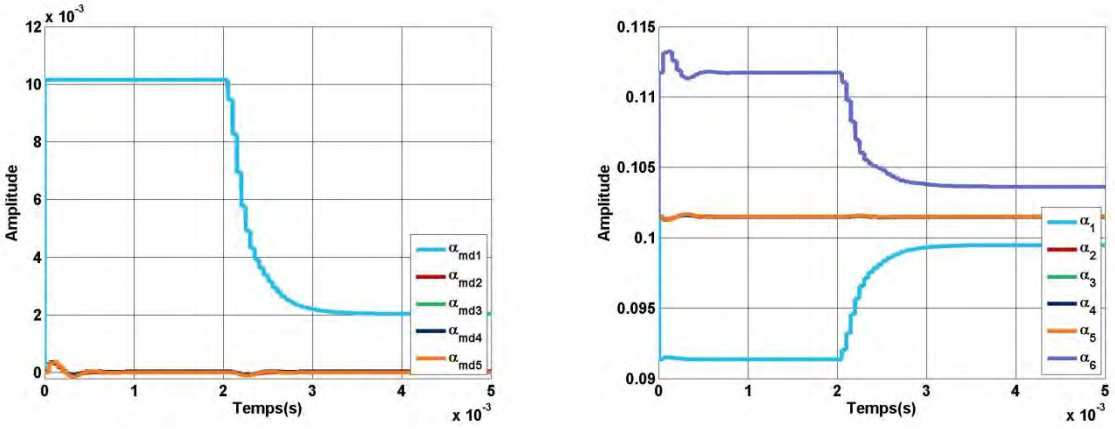


Figure III. 24 : Réponse Temporelle du Courant de Mode Différentiel à la Pulsation du Mode Commun pour un Coupleur Monolithique pour des Courants de Bras à nf_{dec}



(a) (b)

Figure III. 25 : Rapports Cycliques de (a) Mode Différentiel et (b) Bras

Le rapport cyclique de mode différentiel 1 est donc saturé et limite la dynamique du courant différentiel.

D'après la Figure III. 23 le courant différentiel devrait présenter un dépassement or ce n'est pas le cas. Afin de déterminer si c'est le correcteur du mode commun qui est responsable de ce résultat la Figure III. 26 montre le comportement du courant de mode commun après application d'un échelon de courant différentiel de 1 A à 2 ms.

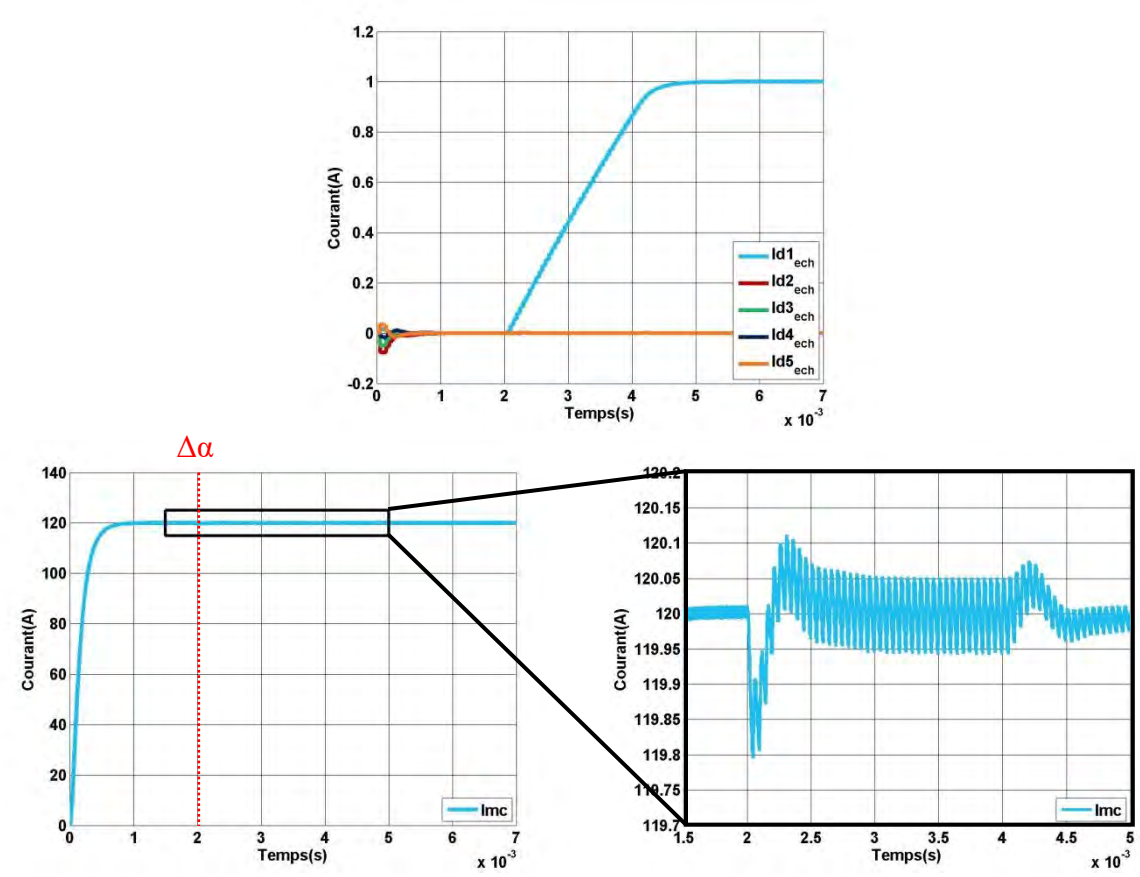


Figure III. 26 : Influence du Régulateur Différentiel sur le Courant de Mode Commun après Application d'un Echelon de Courant Différentiel

Le courant de mode commun est légèrement perturbé malgré un système totalement découplé. C'est donc bien le régulateur de mode commun qui annule le dépassement des courants différentiels lorsque ceux-ci présentent la même bande passante en boucle fermée que le mode commun.

Ainsi si les courants de bras présentent une fréquence à nf_{dec} il est possible de dimensionner les correcteurs de mode différentiel avec la bande passante du mode commun, cependant ces courants différentiels n'auront pas la même dynamique que le courant de mode commun à cause des saturations présentes sur les rapports cycliques de mode différentiel. Il est ainsi théoriquement possible en relâchant les contraintes sur les bornes des rapports cycliques différentiels dans cette configuration de ramener la bande passante des courants différentiels au même niveau que celle du courant de mode commun.

III.3.B.2 Couplage Cascade Cyclique

D'après le chapitre II les modes différentiels pour le couplage cascade cyclique ne sont pas d'ordre 1 mais ceux-ci présentent le même comportement. Ainsi les conclusions issues des dimensionnements des correcteurs de mode différentiel pour le coupleur monolithique

s'appliquent au couplage cascade cyclique. Cependant il a été vu que pour les méthodes ECM, MCMD et MCA la connaissance de trois modes différentiels permettait de réguler tout le système. Ce paragraphe cherchera a vérifier ce point pour un convertisseur à 12 cellules de commutation avec un couplage cascade cyclique dont les courants de bras ont une fréquence de f_{dec} ou nf_{dec}.

Les paramètres du système seront les mêmes que pour le coupleur monolithique mais appliqués à un couplage cascade cyclique.

Afin de déterminer les correcteurs de mode différentiel il faut d'abord identifier les constantes de temps des trois premiers modes définis ainsi :

$$\begin{pmatrix} I_{md1} \\ I_{md2} \\ I_{md3} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{\left(R+\left(2L-M\frac{\sqrt{5}-1}{2}\right)s\right)\left(R+\left(2L+M\frac{\sqrt{5}+1}{2}\right)s\right)}{(R+(2L+M)s)(R+2(L+M)s)(R+(2L-M)s)} \\ \frac{R+2Ls}{(R+(2L+M)s)(R+(2L-M)s)} \\ \frac{R+(2L+M)s}{(R+2(L+M)s)(R+(2L-M)s)} \end{pmatrix} \qquad III.\ 36$$

Le Tableau III. 2 donne les constantes de temps issues de cette identification.

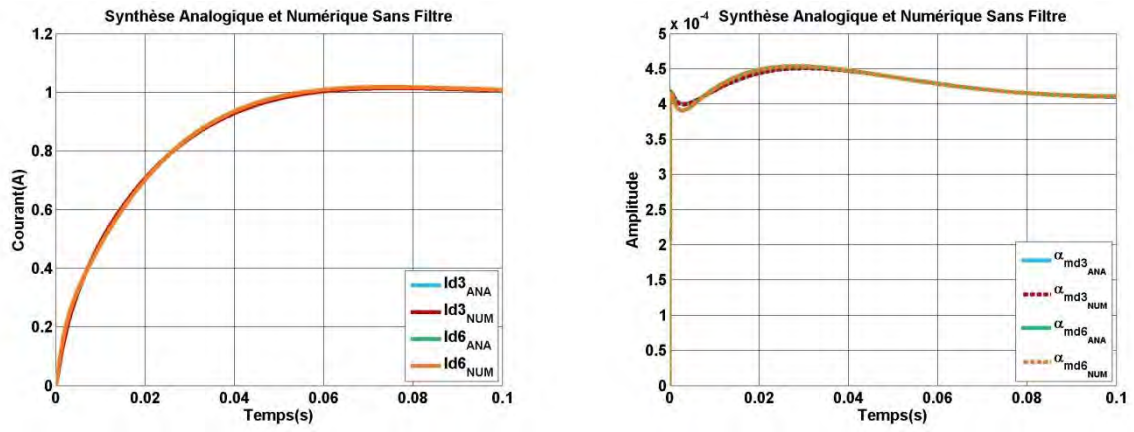
	I_{md1}	I_{md2}	I_{md3}
Constante de Temps (ms)	23,44	15,02	14,05

Tableau III. 2 : Constantes de Temps Equivalentes des Courants Différentiels pour un Couplage Cascade Cyclique

Une fois les paramètres des modes différentiels connus les correcteurs sont dimensionnés par synthèse analogique et numérique en négligeant le filtre. Les correcteurs différentiels 1 et $(n-1)$ sont calculés d'après la fonction de transfert de I_{md1}, les courants 2 et $(n-2)$ d'après I_{md2} et tous les autres proviennent de I_{md3}.

III.3.B.2.A Fréquence des Courants de Bras à F_{dec}

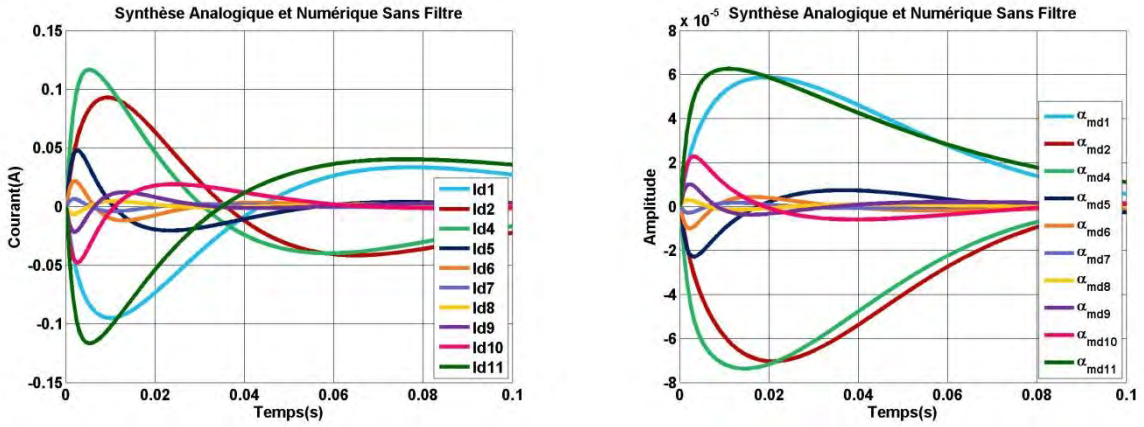
Afin de déterminer si le dimensionnement des correcteurs sur le courant différentiel 3 permet le bon fonctionnement de la régulation, les modes différentiels 3 et 6 seront excités séparément pour un convertisseur à 12 bras avec un couplage cascade cyclique. L'objectif est de montrer que ces courants présentent les mêmes caractéristiques. La Figure III. 27 montre les résultats ainsi obtenus. Dans ces essais tous les courants différentiels sont régulés et une fois le système équilibré un échelon de courant différentiel de 1 A est appliqué soit sur le mode 3 soit sur le mode 6.



(a) (b)

Figure III. 27 : Réponse Temporelle des (a) Courants et (b) Rapports Cycliques de Mode Différentiel 3 et 6 à la Pulsation Propre du mode 3 pour un Couplage Cascade Cyclique pour des Courants de Bras à f_{dec}

Les courants différentiels présentent bien le même comportement pour les deux synthèses et ce sont les rapports cycliques différentiels qui compensent les différences paramétriques entre les modes différentiels 3 et 6. Cependant leur allure est quelque peu différente d'un 1er ordre, ceci s'explique du fait que la fonction de transfert n'en est pas un et que le système n'est pas totalement découplé (Figure III. 28).



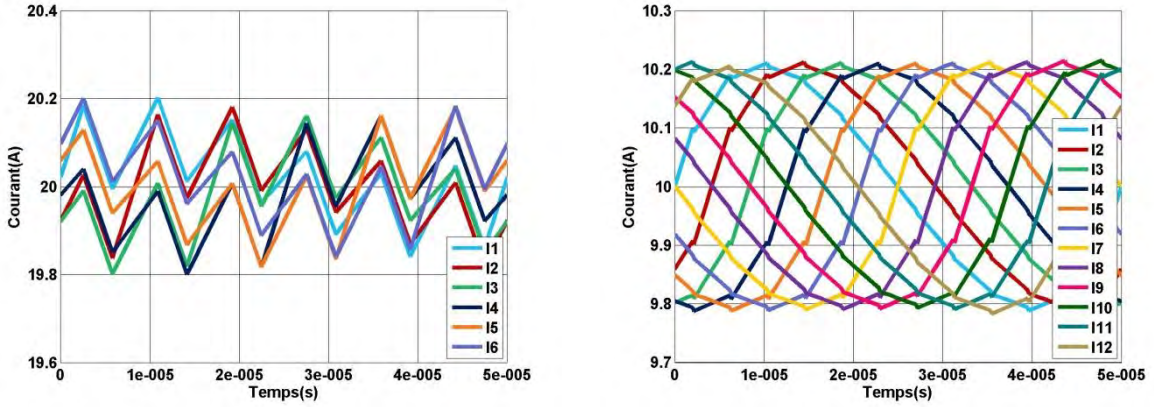
(a) (b)

Figure III. 28 : Interactions sur les (a) Courants Différentiels et (b) Rapports Cycliques Différentiels suite à un Echelon sur le Courant Différentiel 3 pour un Couplage Cascade Cyclique

Ceci montre bien que les autres courants différentiels sont modifiés et donc qu'il y a une réaction des autres boucles de régulation différentielles.

III.3.B.2.B Fréquence des Courants de Bras à nF_{dec}

En utilisant le jeu de paramètre 2 les courants de bras sont bien à nf_{dec} pour un convertisseur à 6 bras cependant ils sont à f_{dec} lorsqu'il y a 12 bras (Figure III. 29). Il n'a pas été possible de trouver de cas où les courants évoluaient à nf_{dec} avec 12 cellules de commutation et un coupage cascade cyclique, cependant en alliant les résultats du paragraphe précédent et ceux sur le coupleur monolithique il est possible d'en déduire que s'il existe une telle configuration il sera possible de réguler tous les courants différentiels à la pulsation du mode commun à l'aide de 3 modes différentiels.



(a) (b)

Figure III. 29 : Courant de Bras pour un Convertisseur à (a) 6 et (b) 12 bras avec un Couplage Cascade Cyclique

Ainsi il a été montré que le dimensionnement des correcteurs de mode différentiel était directement lié à la fréquence des courants de bras. Cependant il n'est pas possible de prédire sans réaliser de simulation les formes d'ondes de ces courants en fonction des paramètres du système.

III.3.C Mise à Jour des Rapports Cycliques

Tous les résultats des paragraphes précédents sont donnés pour une mise à jour synchrone des rapports cycliques. Or il a été vu dans le chapitre I que cette stratégie de mise à jour était responsable de la création de courant différentiel et qu'il était possible de mettre en place une autre stratégie de mise à jour (compensation des aires) afin de ne pas avoir de perturbation des courants différentiels. Cependant si les courants de bras évoluent à nf_{dec} il est possible de réguler les courants de mode différentiel à la pulsation du mode commun. La Figure III. 30 montre alors l'évolution des courants de bras, des courants différentiels et des rapports cycliques différentiels lorsque le mode commun et les modes différentiels sont régulés à la pulsation du mode commun.

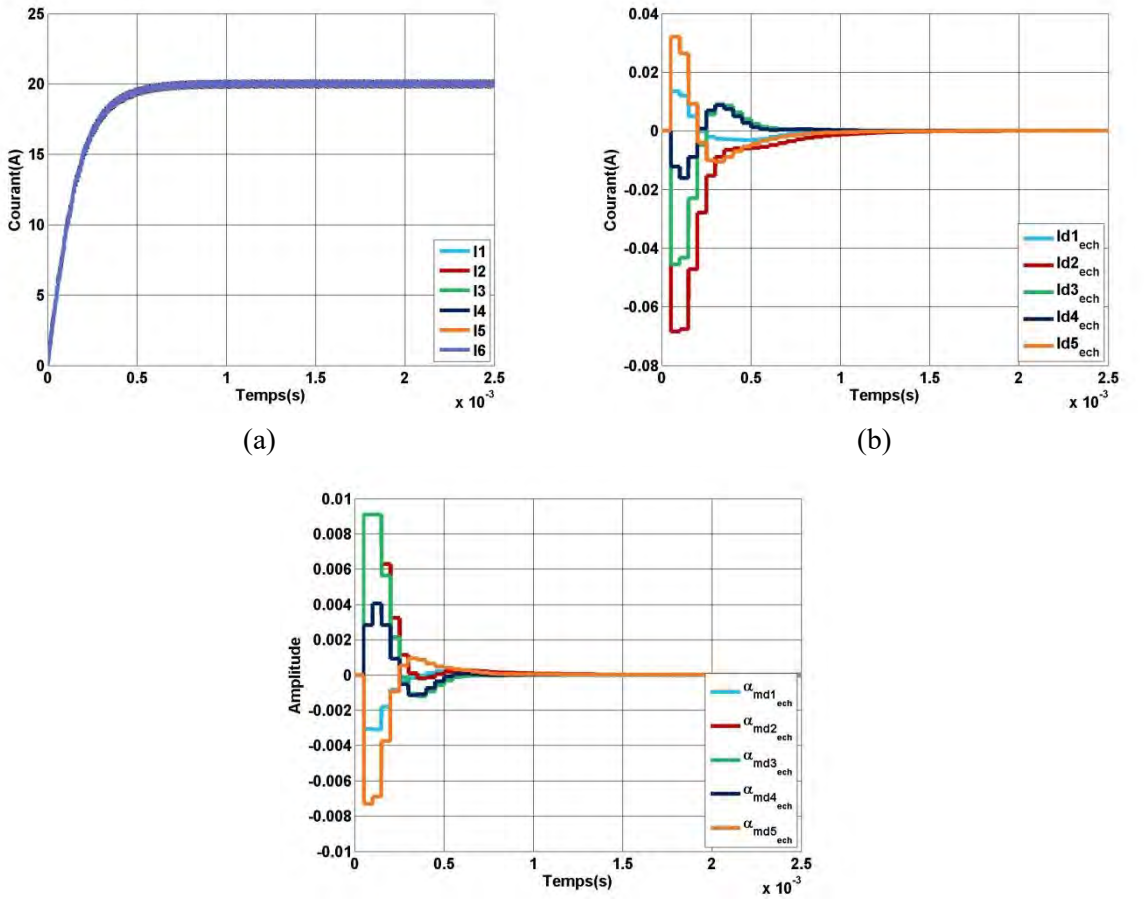


Figure III. 30 : (a) Courants de Bras (b) Courants Différentiels et (c) Rapports Cycliques Différentiels pour une Régulation à la Pulsation du Mode Commun

Ceci montre que la mise à jour synchrone est quasi transparente dans ce cas. De plus ici les rapports cycliques différentiels ne saturent pas, le système évolue donc de façon linéaire. Ainsi en théorie si les pulsations de mode commun et de mode différentiel sont identiques la mise à jour synchrone ne crée pas de courant différentiel d'un point de vue macroscopique.

Dans le cas où les courants de bras sont à f_{dec} il n'est pas possible d'augmenter la dynamique des courants différentiels, il devient donc intéressant de mettre en place des stratégies de modulation plus complexes afin d'empêcher leur apparition. Dans le cas de la mise à jour synchrone la modulation n'influence pas sur le système car les correcteurs ont tous le même échantillonnage. La mise à jour asynchrone comme la compensation des aires implique d'avoir n échantillonnages déphasés les uns par rapport aux autres. Le but de ce paragraphe est de déterminer l'influence de la modulation sur la stabilité du système pour des correcteurs dimensionnés avec un seul échantillonnage. Dans cette optique les résultats du paragraphe III.3.A sont appliqués aux trois stratégies de mise à jour des rapports cycliques.

Les figures suivantes montrent l'évolution du courant de mode commun pour tous les cas traités précédemment. La Figure III. 31 considère le cas $\omega_{sys} > \omega_{filtre}$ et $\omega_{filtre} < \omega_{dec}$,

la Figure III. 32 celui où $\omega_{sys} > \omega_{filtre}$ et $\omega_{filtre} > \omega_{dec}$ et la Figure III. 33 le cas $\omega_{sys} < \omega_{filtre}$. Le courant I_{mc} correspond à la réponse de la fonction de transfert du mode commun. La Figure III. 31 montre aussi les rapports cycliques pour la mise à jour par compensation des aires.

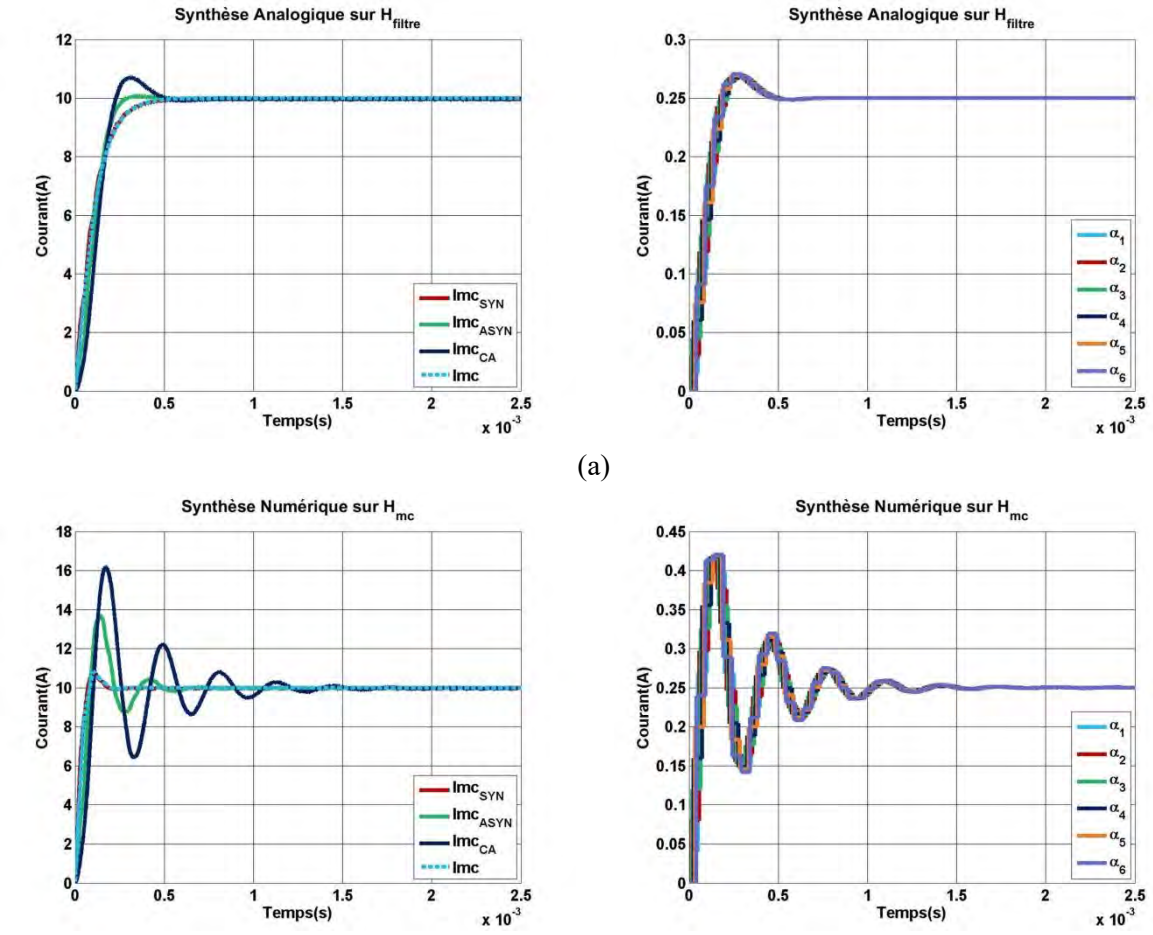


Figure III. 31 : Réponses Temporelles du Courant de Mode Commun pour Différentes Stratégies de Mise à Jour des Rapports Cycliques et des Rapports Cycliques pour la Mise à Jour par Compensation des Aires avec $\omega_{sys} > \omega_{filtre}$ et $\omega_{filtre} < \omega_{dec}$ par Synthèse (a) Analogique sur le Filtre et (b) Numérique sur le Système

Ces résultats montrent que les mises à jour asynchrone et par compensation des aires ont tendance à déstabiliser le mode commun dans la plupart des cas sauf lorsque ce dernier est régulé à sa pulsation propre.

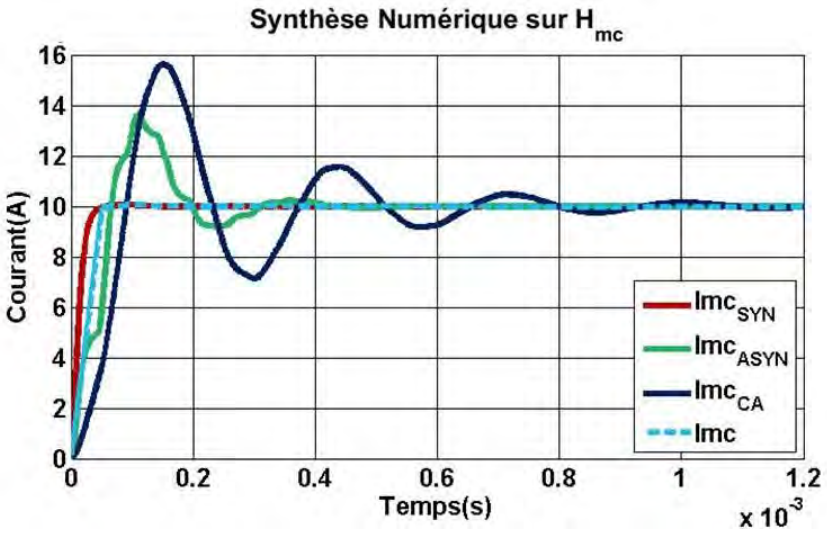
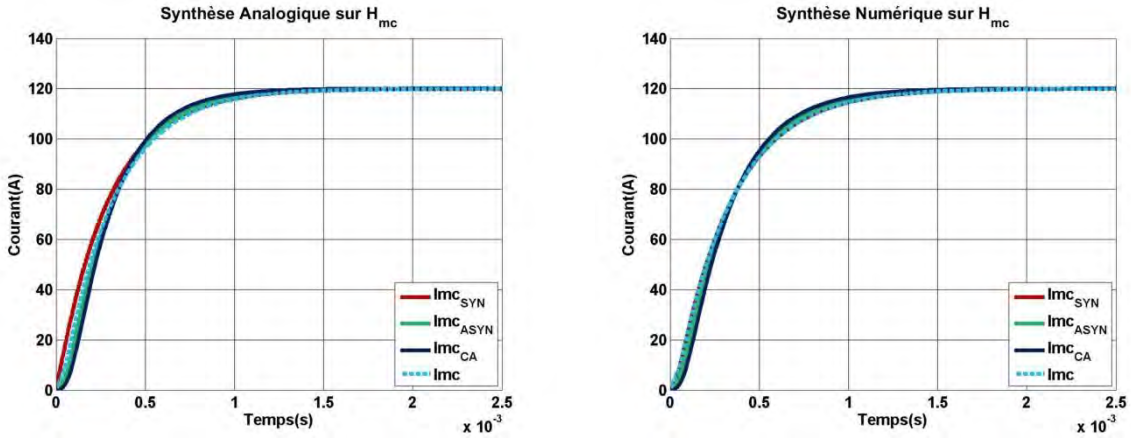


Figure III. 32 : Réponses Temporelles du Courant de Mode Commun pour Différentes Stratégies de Mise à Jour des Rapports Cycliques avec $\omega_{sys} > \omega_{filtre}$ et $\omega_{filtre} > \omega_{dec}$ par Synthèse Numérique sur le Système



(a) (b)

Figure III. 33 : Réponses Temporelles du Courant de Mode Commun pour Différentes Stratégies de Mise à Jour des Rapports Cycliques avec $\omega_{sys} < \omega_{filtre}$ par Synthèse (a) Analogique et (b) Numérique sur le Système

De par sa définition la compensation des aires modifie les rapports cycliques en deux étapes (sauf pour le rapport cyclique n), ainsi en appliquant un échelon d'entrée sur un rapport cyclique du point de vue de la sortie celui-ci présentera deux échelons dont la somme est égale à l'échelon d'entrée. La compensation des aires se comporte donc comme un filtre numérique, cependant du fait de l'échantillonnage à f_{dec} pour le rapport cyclique de mode commun et de l'échantillonnage équivalent à nf_{dec} pour les rapports cycliques différentiels la synthèse de ce pseudo filtre numérique est donc problématique. Afin de déterminer

l'influence de la mise à jour l'essai présenté sur la Figure III. 31 (a) est réitéré uniquement pour la mise à jour synchrone en introduisant des retards sur la mise à jour des rapports cycliques d'une et deux périodes d'échantillonnage. La Figure III. 34 présente les résultats obtenus.

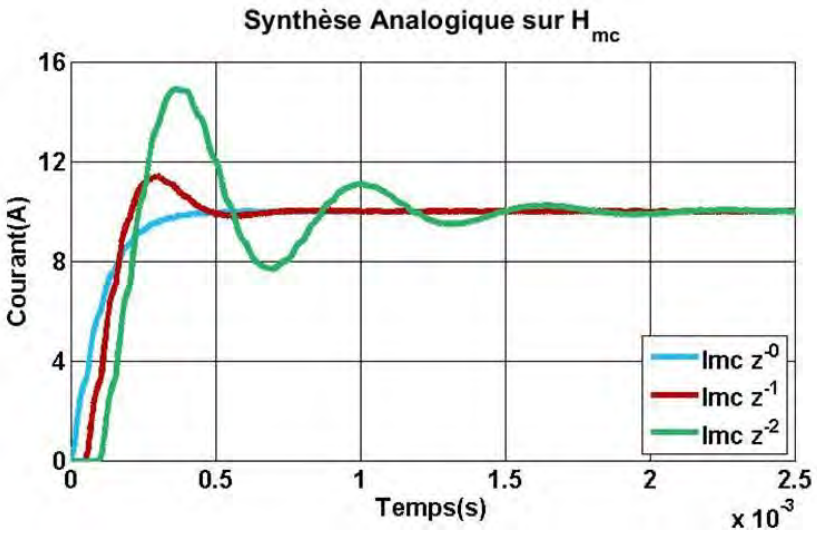


Figure III. 34 : Influence du Retard de Mise à Jour des Rapports Cycliques sur le Courant de Mode Commun

Cette figure montre que la mise à jour par compensation des aires à tendances à se comporter comme un retard d'une période d'échantillonnage ce qui explique pourquoi elle est quasi transparente lorsque la pulsation du système est inférieure à celle du filtre.

La Figure III. 35 montre les courants de bras d'un convertisseur à 6 cellules de commutation dont les courants de bras évoluent à f_{dec} avec la mise à jour par compensation des aires.

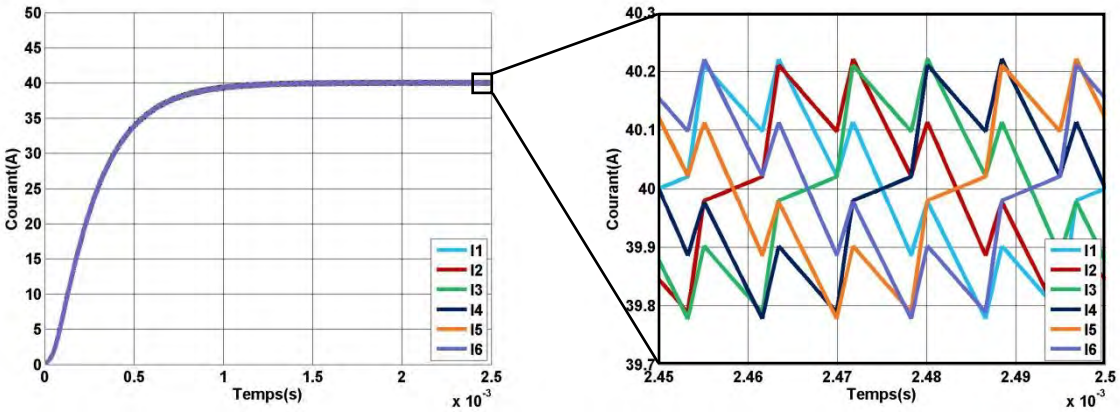
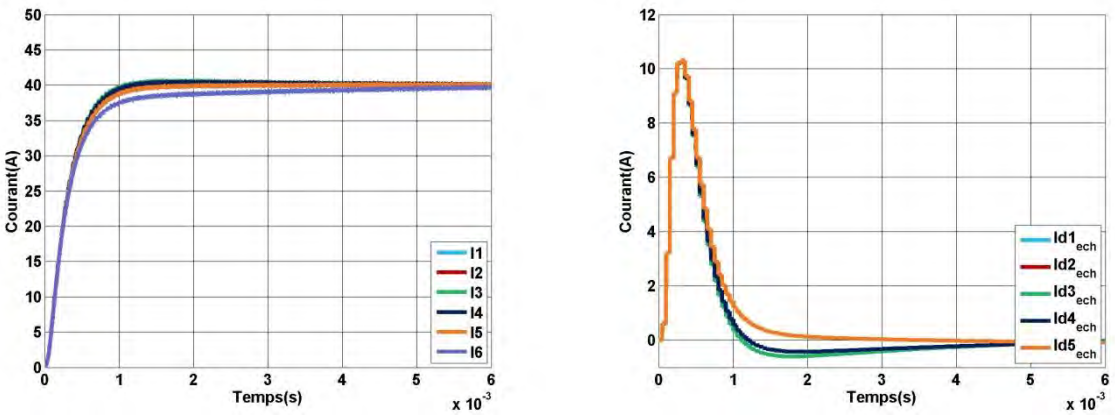


Figure III. 35 : Courants de Bras avec Compensation des Aires sans Régulation Différentielles

Les courants de bras sont équilibrés en régulant uniquement le courant de mode commun et en appliquant la mise à jour par compensation des aires, cependant dans la réalité les paramètres des coupleurs ne sont pas identiques ce qui obligera à mettre en place une régulation différentielle afin d'annuler les courants différentiels. Le test précédent est donc réitéré en ajoutant la régulation des modes différentiels. La Figure III. 36 montre l'évolution des courants de bras et des courants différentiels avec la régulation différentielles.



(a) (b)

Figure III. 36 : Courants (a) de Bras et (b) Différentiels avec Compensation des Aires et Régulation Différentielle

Contrairement à ce qui était attendu l'association de la régulation différentielle avec la mise à jour par compensation des aires semble créer plus de courant différentiel que la mise à jour synchrone. Ceci est dû à la définition des courants différentiels, en effet la méthode mise en place ici est la méthode ECM qui implique que les courants sont régulés par rapport à leur différence avec le courant de mode commun sur n. Cependant à cause des filtres de mesures le courant de mode commun est filtré à $6f_{dec}$ tandis que les courants de bras sont filtrés à f_{dec}. Cette différence de filtre est donc responsable d'une différence de phase. Pour illustrer ce point la Figure III. 37 présente le courant de mode commun issu du filtre de mesure à $6f_{dec}$ et le courant de mode commun reconstruit comme étant la somme des courants de bras filtré à f_{dec}.

Afin d'annuler les courants différentiels la Figure III. 38 montre les courants de bras avec une régulation de mode différentiel à la pulsation du mode commun sans utiliser le capteur de mode commun soit :

$$I_{mc} = i_{1mes} + i_{2mes} + i_{3mes} + i_{4mes} + i_{5mes} + i_{6mes} \qquad III.\ 37$$

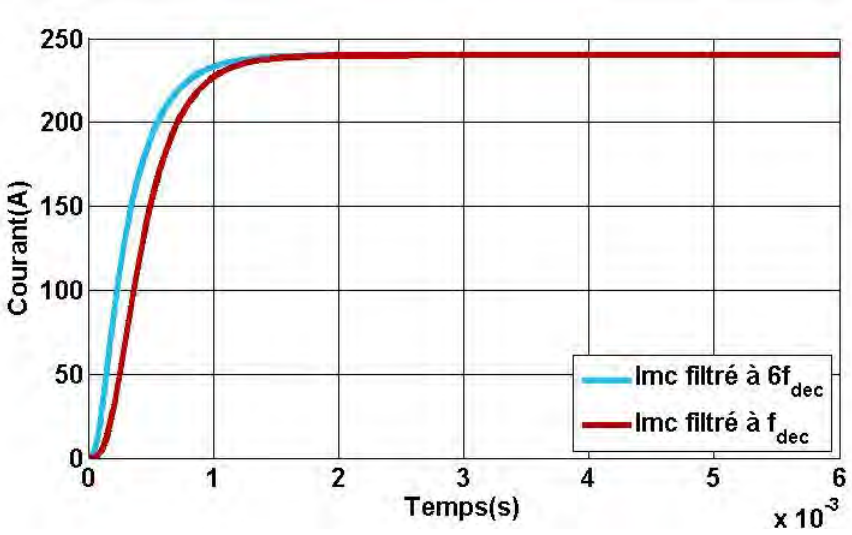
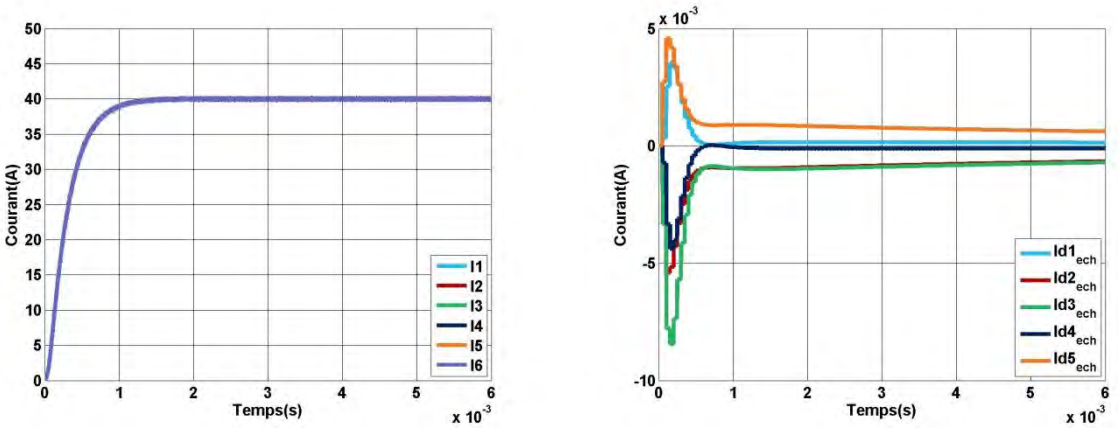


Figure III. 37 : Courant de Mode Commun en Sortie des Filtres de Mesures



(a) (b)

Figure III. 38 : Courants (a) de Bras et (b) Différentiels avec Compensation des Aires et Régulation Différentielles sans Capteur de Mode Commun

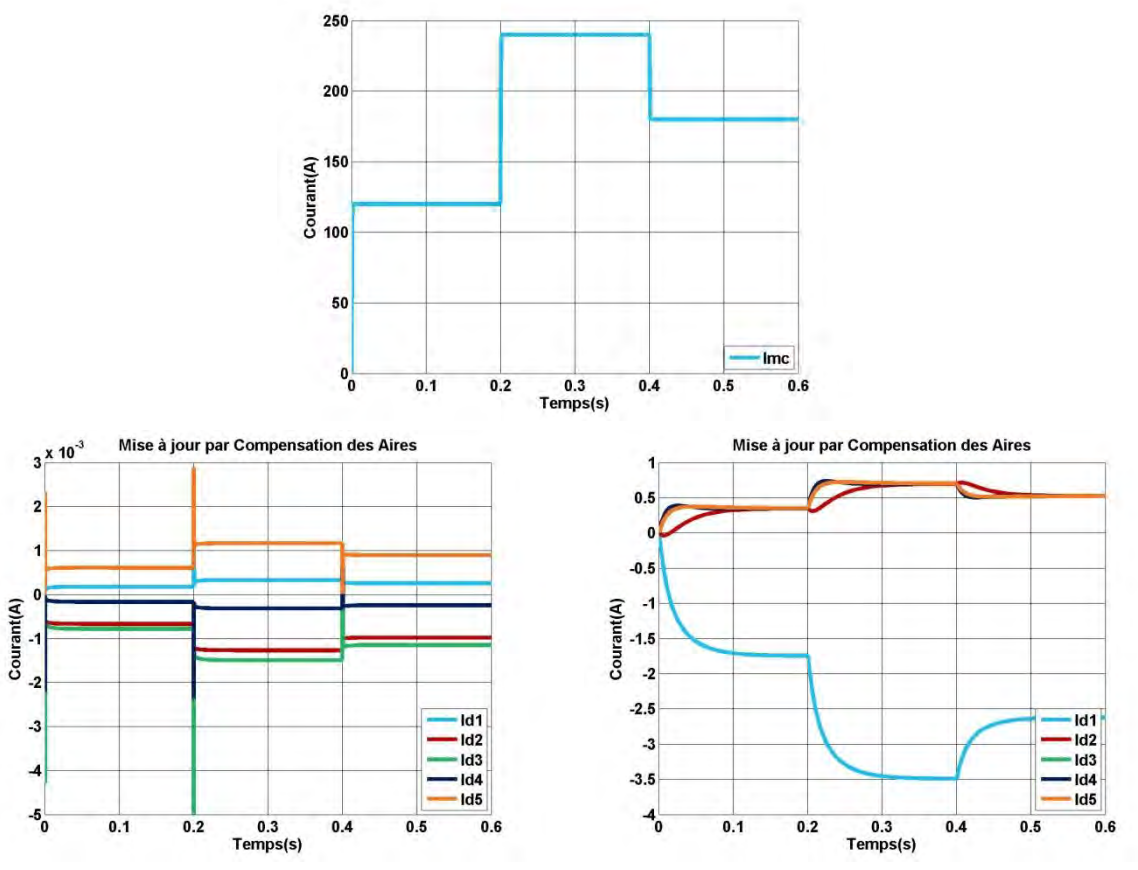
Cette figure montre que la compensation des aires fonctionne correctement et que la définition des courants différentiels sur les capteurs de courant de bras sans prendre en compte le capteur de mode commun permet de réduire d'un facteur 2000 leur amplitude (ce problème n'apparait pas sur les autres méthodes car les courants différentiels sont définis comme étant des combinaisons linéaires des courants de bras qui n'utilisent pas le courant de mode commun).

Ces résultats montrent le bon fonctionnement de la régulation des modes différentiels et de la compensation des aires lorsque les courants différentiels sont calculés sans le capteur de mode commun.

Le principe de la compensation des aires est d'annuler les intégrales des différentiels d'ordre de commande lors de la mise à jour pour un système dont tous les paramètres sont identiques. Or dans un système réel du fait des différences entre les valeurs des résistances de bras, ces différentiels d'ordre de commande ne sont pas nuls. De part sa définition la compensation des aires permet bien de conserver les différentiels des ordres de commande lors de la mise à jour des rapports cycliques. Le problème vient du fait que si les rapports cycliques sont différents leur différentiel dépend du courant de sortie car il s'exprime en régime permanent d'après I.11 ainsi :

$$\Delta\alpha_{ik} = \alpha_i - \alpha_k = \frac{(R_i - R_k) I_{mc}}{n V_{DC}} \qquad III.\ 38$$

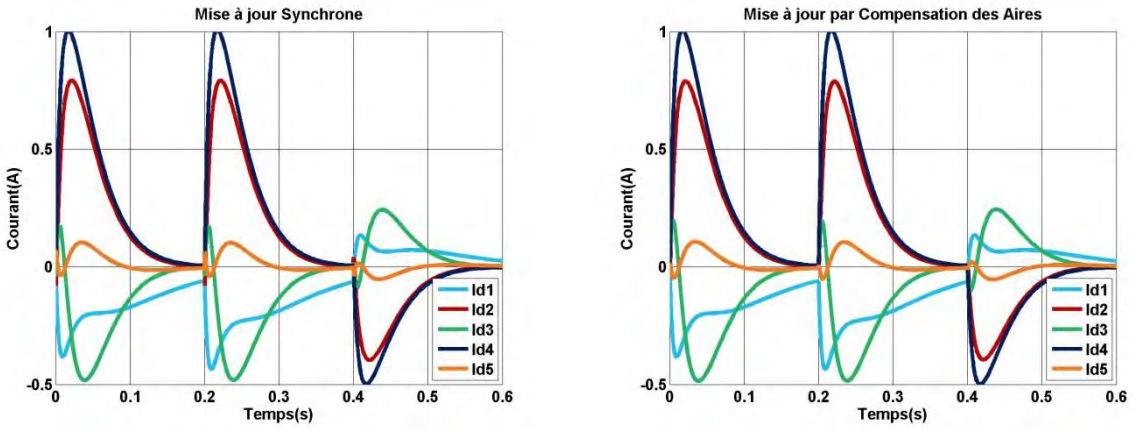
Cette relation montre que même avec la compensation des aires une variation du courant de mode commun créera obligatoirement des courants différentiels. Afin de valider ce résultat l'essai précédent est réitérée en désymétrisant une résistance de bras. Pour ce faire la Figure III. 39 montre les courants différentiels pour un système symétrique et un système dont la résistance de bras 1 est diminuée de 10% après application du profil suivant sur le mode commun :



(a) (b)

Figure III. 39 : Courants Différentiels après Modification du Courant de Mode Commun pour un Système (a) Symétrique et (b) Désymétrisé

Sur la Figure III. 39(a) les courants différentiels sont nuls, les différences observables sont dues à l'ondulation résiduelle des filtres de mesure. La compensation des aires n'assure pas de mise à jour des rapports cycliques sans créer des différentiels de courant mais il est possible qu'elle permette de moins stimuler les correcteurs de mode différentiel. Dans cette optique la Figure III. 40 montre les courants différentiels pour une mise à jour synchrone et par compensation des aires sur un système désymétrisé après application du même profil sur le mode commun avec la régulation des courants différentiels.



(a) (b)

Figure III. 40 : Courants Différentiels après Modification du Courant de Mode Commun pour une Mise à Jour (a) Synchrone et (b) par Compensation des Aires

Ces résultats montrent que les régulateurs différentiels sont prédominants sur la mise à jour des rapports cycliques. Ainsi même si en théorie la compensation des aires permet de ne pas créer de courant différentiel lors de la mise à jour des rapports cycliques, en pratique du fait des différences paramétriques cette stratégie présente les mêmes performances que la mise à jour synchrone dans le cas le plus favorable où la compensation des aires n'influence pas sur le dimensionnement du correcteur de mode commun.

III.3.D Conclusion

Il a été vu qu'en fonction du positionnement des différentes pulsations du système le dimensionnement du correcteur de mode commun était influencé au niveau de sa synthèse (analogique ou numérique) mais aussi sur la fonction de transfert à considérer (système ou filtre). Concernant les correcteurs de mode différentiel ceux-ci sont directement dépendants de la fréquence des courants de bras. En effet si les courants évoluent à nf_{dec} il est possible de réguler les modes différentiels avec la bande passante du mode commun contrairement au cas où les courants évoluent à f_{dec} et où il n'est pas possible d'accélérer leur dynamique. Cependant la fréquence des courants étant directement dépendante du point de

fonctionnement il n'est pas possible de réaliser la synthèse des correcteurs différentiels à la bande passante du mode commun si les rapports cycliques changent.

La mise à jour par compensation des aires a pour objectif de ne pas perturber la mise à jour. Or du fait que les différentiels de rapports cycliques sont dépendants du point de fonctionnement, dans un cas pratique, la compensation des aires permet uniquement de contrôler le différentiel des rapports cycliques lors d'une mise à jour mais elle n'empêche pas créer de courant différentiel. De plus à cause des différentes fréquences d'échantillonnage nécessaire lors de la mise à jour par compensation des aires il n'est pas évident de dimensionner le correcteur de mode commun. La compensation des aires présente une implémentation plus complexe mais ne permet pas réellement d'améliorer les formes d'ondes dans la réalité.

Ainsi dans la pratique les correcteurs de mode différentiel seront dimensionnées en fonction de leur constante de temps en analogique ou en numérique et le correcteur de mode commun sera dimensionné en fonction des bandes passantes soit à sa pulsation propre soit à la pulsation de coupure du filtre.

III.4 Résultats Expérimentaux et Validation

Pour les mêmes raisons qu'énoncées en III.2 il n'est pas possible d'utiliser des filtres numériques. En conséquence des filtres analogiques seront placés sur la carte de prétraitement. Il s'agira de filtres actifs passe-bas d'ordre 2 réalisés à l'aide de la structure de Rauch. Le dimensionnement des filtres de mesures est explicité Annexe E.

III.4.A Réalisation et Implémentation FPGA

Afin de mettre en place la structure de régulation vue Figure III. 1 expérimentalement il est nécessaire de déterminer le rôle de chaque sous bloc de la partie commande. La Figure III. 41 adapte la structure précédente en prenant en compte la partie commande d'après II.2.B (la matrice P^{-1} est intégrée dans le régulateur interne).

Le FPGA s'occupe de la génération des porteuses et de l'envoi des ordres de commande tandis que le microprocesseur est dédié à la régulation.

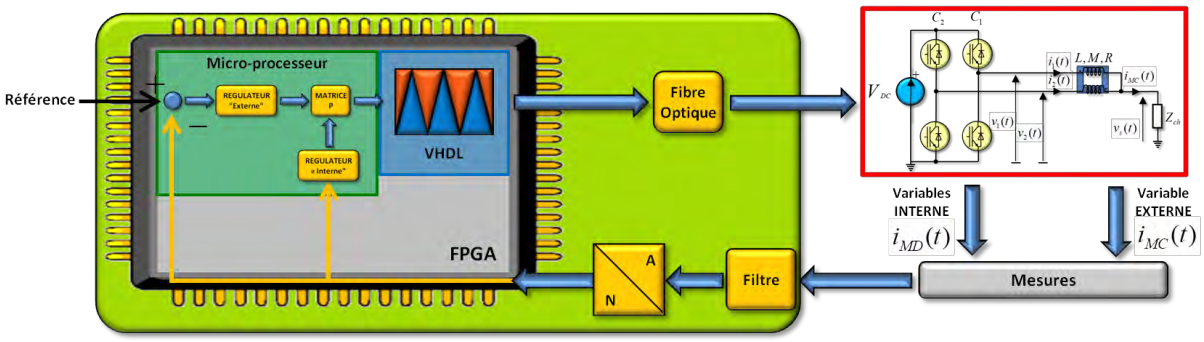


Figure III. 41 : Structure de Régulation Numérique d'un Convertisseur Multiniveaux Parallèle avec SOPC

Dans le but d'échantillonner les rapports cycliques une interruption est mise en place à f_{dec} sur le système de génération de porteuses. Son rôle sera de lire les courants, de les transposer dans la base de régulation, de calculer les équations de récurrences afin de générer les rapports cycliques dans la base de régulation et de les retransposer en rapport cycliques de bras. De plus la sauvegarde des courants y sera implémentée dans le but d'exploiter les résultats obtenus. La répartition des tâches de la carte de commande est montrée sur la Figure III. 42 pour une interruption à la fréquence de découpage sur une porteuse de référence.

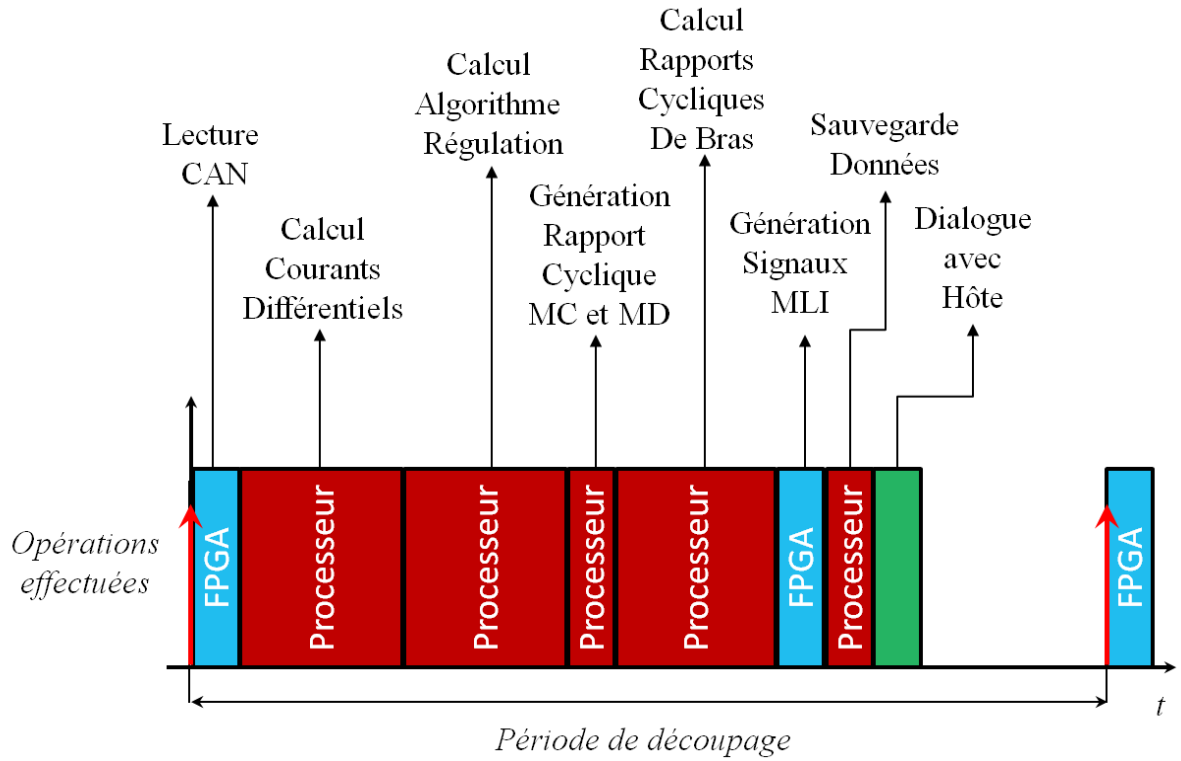


Figure III. 42 : Organisation des Tâches du Contrôleur pour un Convertisseur Mono-bras

Pour obtenir une fréquence d'échantillonnage égale à la fréquence de découpage il faut s'assurer que le temps de calcul de l'interruption soit inférieur à la période de découpage. En premier lieu les calculs effectués dans l'interruption ont été réalisés avec leur valeur exacte (float) mais conduisaient à un temps de calcul trop important $(93{,}4\ \mu s)$. Afin de réduire le temps de calcul les paramètres des correcteurs ainsi que les gains des courants sont convertis en entier en les multipliant par 2^k (la valeur de k permet de fixer la précision). Les paramètres de correcteur les plus faibles étant ceux de mode commun la valeur de k est donc déterminée par rapport au mode commun. Ainsi :

$$r_0 = 2^{17} \times 8{,}43.10^{-4} = 110 \qquad et \qquad r_1 = 2^{17} \times -6{,}211.10^{-4} = -91 \qquad III.\ 39$$

Cependant en fixant k à 17 cela permet d'avoir une bonne précision du système mais donne des cas où les paramètres des correcteurs différentiels sont identiques. Afin de différentier les paramètres des correcteurs k sera choisi égale à 19.

Les courants de bras présentent 50 A et le courant de mode commun 150 A sous 12 bits. Il en suit :

$$G_{mc} = 2^{11}\frac{150}{4095} = 75 \qquad et \qquad G_{md} = 2^{11}\frac{50}{4095} = 25 \qquad III.\ 40$$

Ainsi les rapports cycliques sont calculés multipliés par 2^{30} et il suffira de décaler leur valeur de 30 bits avant de les envoyer au FPGA. En réalisant les calculs en entier le temps de calcul est réduit à $12{,}8\ \mu s$ qui est bien inférieur à $T_{dec}\ (50\ \mu s)$.

Du fait de l'introduction de filtre de mesure il n'est plus nécessaire de réaliser la lecture des courants de manière asynchrone comme dans le chapitre II afin de récupérer leur valeur moyenne. Cette lecture sera donc réalisée sur le sommet d'une porteuse pour tous les courants. Le Tableau III. 3 donne le temps d'exécution de chaque étape en nombre floatant et en nombre entier.

Une fois toutes ces problématiques traitées les boucles de régulation vont être testées pour le coupeur monolithique et le couplage cascade cyclique sur un système complet (les correcteurs sont dimensionnés pour tous les modes différentiels) et sur un système réduit (les correcteurs sont dimensionnés pour un mode différentiel avec un coupleur monolithique et pour trois modes avec un couplage cascade cyclique). Le montage est identique à celui du chapitre 2.

	Temps de Calcul (µs)	
	FLOAT	INT
Conversion CAN	2	2
Lecture I_{mc}	0,09	0,09
Conversion I_{mc}	0,760	0,12
Calcul α_{mc}	3,73	0,422
Calcul $\alpha_{md_{max}}$	4,48	0,454
Lecture I	0,496	0,496
Conversion I	6,12	0,668
Calcul P^{-1}	25	2,02
Calcul α_{md}	17,9	2,42
Calcul P	19,2	1,64
Mise à Jour α	6,26	1,36
Sauvegarde α_{k-1} et ε_{k-1}	0,594	0,506
Sauvegarde I	8,8	2,6
Total	93,4	12,8

Tableau III. 3 : Temps de Calcul de l'Interruption en Float et en Int

III.4.B Coupleur Monolithique

Quelque soit la méthode de découplage utilisée le coupleur monolithique présente l'avantage d'avoir un mode commun et un mode différentiel présent $(n-1)$ fois. Cependant cette relation est vraie uniquement si les paramètres du coupleur sont tous égaux, ce qui n'est pas le cas ici. Il a été vu dans le chapitre II que les gains et les constantes de temps différaient en fonction du mode différentiel mais évoluaient autour d'un modèle moyen. L'objectif est de déterminer si le dimensionnement des correcteurs de mode différentiel sur le modèle moyen du coupleur permet d'assurer le contrôle des modes. Pour ce faire les modes différentiels seront régulés premièrement à l'aide des paramètres issus de l'identification puis ensuite à l'aide du modèle moyen. Une vérification des résultats obtenus sur la régulation du mode commun sera aussi effectuée.

Du fait des paramètres de coupleur les tests sont réalisés dans le cas où la pulsation du mode commun est inférieure à celle du filtre et où les courants de bras évoluent à nf_{dec}.

Dans cette partie la bande passante du mode commun en boucle fermée sera notée $\omega_{BF_{mc}}$ et celle du mode différentiel $\omega_{BF_{md}}$.

III.4.B.1 Système Complet

Pour rappel les valeurs des inductances propres, des mutuelles et des résistances de bras moyennes sont :

$$L = 322{,}4\ \mu H \qquad M = 52\ \mu H \qquad R = 123\ m\Omega \qquad \textit{III. 41}$$

Du fait des paramètres du système le mode commun sera régulé à sa pulsation propre, soit un temps de réponse de :

$$\tau_{mc} = \frac{L-5M}{R+6R_{ch}} = \frac{1}{\omega_{sys}} = 178\ \mu s \qquad \textit{III. 42}$$

La Figure III. 43 montre le courant de mode commun et le courant de mode commun issus de l'oscilloscope ainsi que ceux filtrés en sortie du CAN régulé en fonction de τ_{mc} et $\tau_{mc}/_2$ avec un amortissement unitaire par synthèse analogique et numérique ainsi que le rapport cyclique de mode commun.

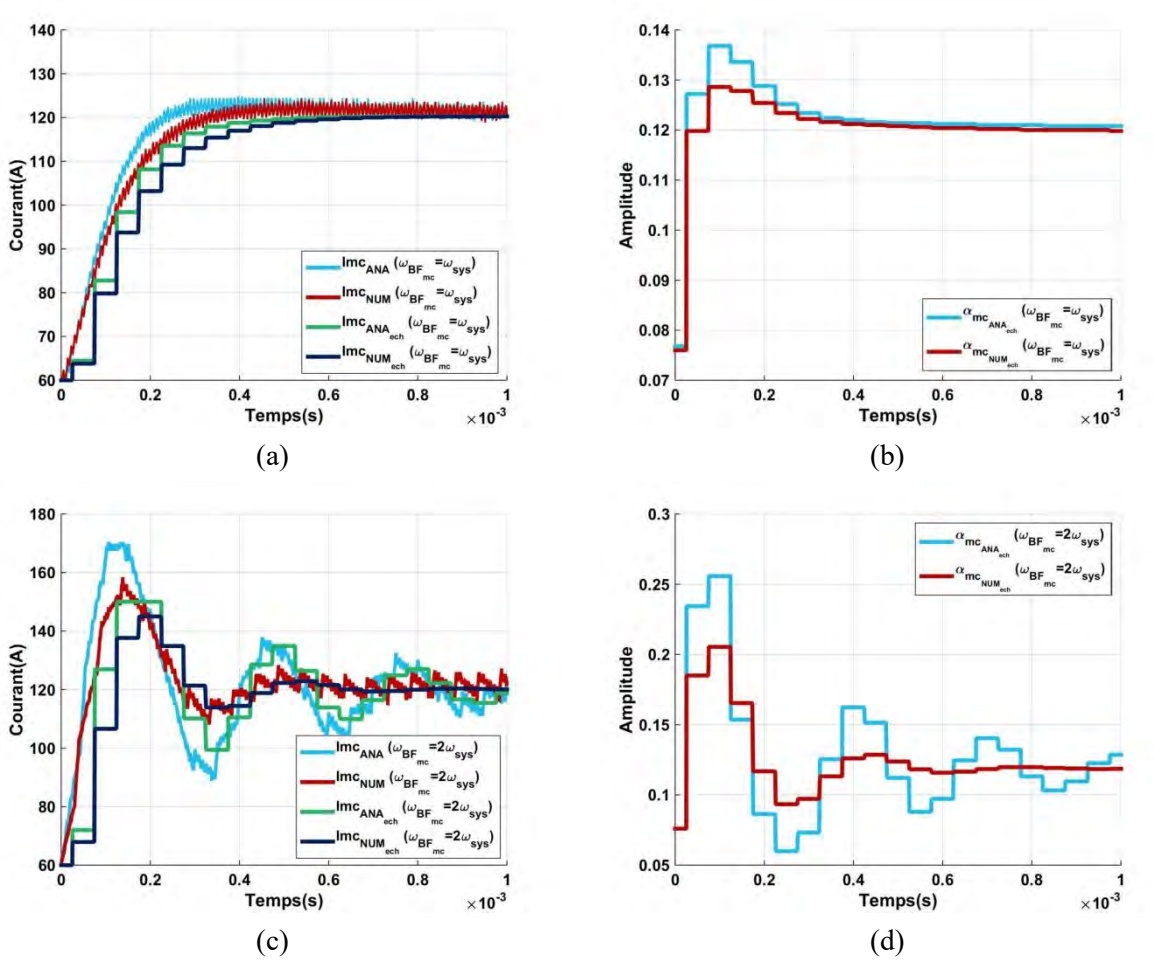
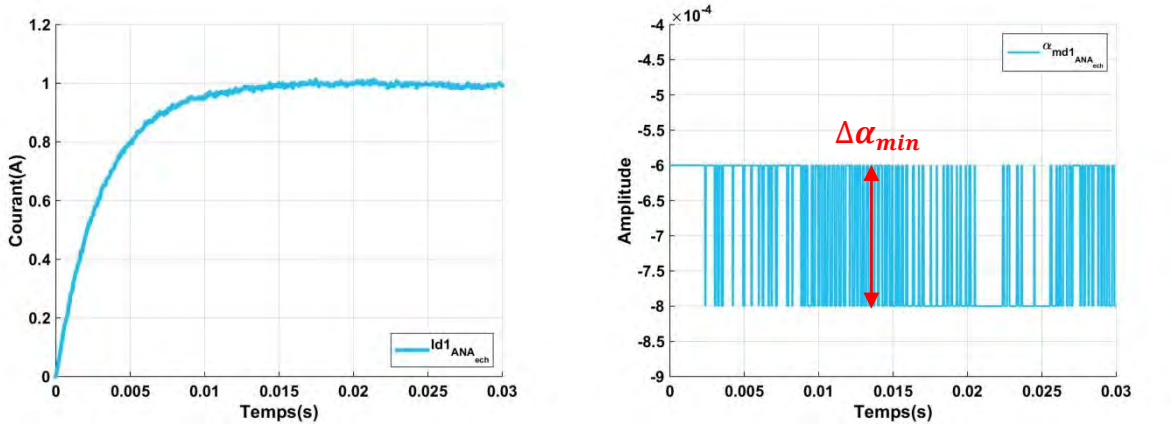


Figure III. 43 : Réponse Temporelle du Courant et du Rapport Cyclique de Mode Commun pour une Régulation à (a) ω_{sys} et (b) $2\omega_{sys}$ avec un Coupleur Monolithique

Comme vu en simulation l'augmentation de la bande passante ne permet plus de contrôler le dépassement. Lorsque le système est régulé en fonction de sa constante de temps les deux réponses sont quasi identiques avec une dynamique légèrement meilleure pour la synthèse analogique. Dans les deux cas le dépassement est bien nul et le temps de réponse est bien équivalent à ce qui était attendu. Dans toute la suite seuls les courants filtrés en sortie du CAN seront présentés.

Maintenant l'intérêt sera porté sur les courants différentiels. Dans un premier temps les modes différentiels seront régulés à leur pulsation propre afin de valider le fonctionnement. Ensuite ils seront accélérés à la dynamique du mode commun, et l'impact sur les courants de bras en fonction de leur bande passante sera étudié.

Premièrement les courants sont régulés à leur pulsation propre. La Figure III. 44 montre la réponse du courant et du rapport cyclique différentiel 1 suite à un échelon de 1 A avec la méthode ECM par synthèse analogique.



(a) (b)

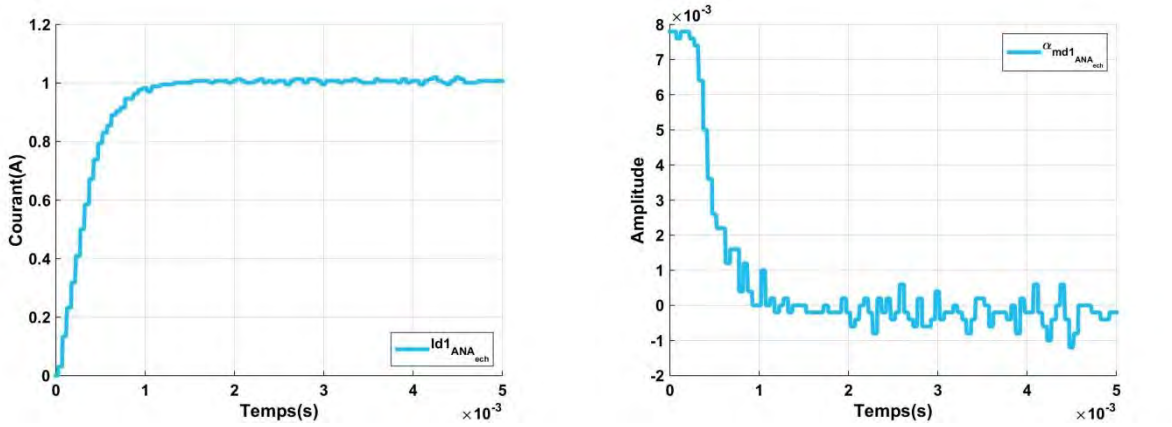
Figure III. 44 : Régulation du Courant de Mode Différentiel 1 à sa Pulsation Propre avec la Méthode ECM pour un Coupleur Monolithique

Le courant se comporte comme désiré avec un temps de réponse équivalent à :

$$\tau_{md} = \frac{L+M}{R} = 3{,}04\ ms \qquad III.\ 43$$

Cependant le rapport cyclique oscille autour d'un point d'équilibre (oscillation numérique), ceci est dû à la quantification du système car le point d'équilibre est à -7×10^{-4} et les rapports cycliques numériques sont générés avec un pas de 2×10^{-4}, il y a donc un manque de précision sur Δ_α.

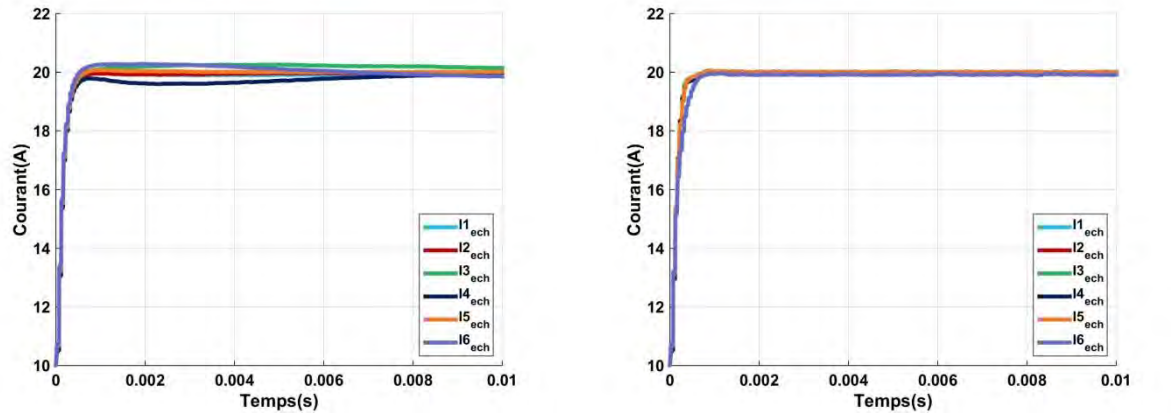
A présent la dynamique est augmentée jusqu'à la pulsation du mode commun pour le même courant. La Figure III. 45 montre la réponse ainsi obtenue sur le courant différentiel et le rapport cyclique différentiel.



(a) (b)

Figure III. 45 : (a) Courant et (b) Rapport Cyclique Différentiel 1 pour une Bande Passante à $\omega_{BF_{mc}}$ avec la Méthode ECM pour un Coupleur Monolithique

Du fait de la saturation du rapport cyclique différentiel 1 la dynamique du courant différentiel associé est inférieure à celle du mode commun cependant ce dernier ne présente pas de dépassement et une constante de temps bien plus faible que précédemment. La synthèse des régulateurs à la bande passante du mode commun a été réalisée de manière analogique et numérique pour tous les courants différentiels et toutes les méthodes et donne des résultats identiques pour chacun des tests. La Figure III. 46 montre l'évolution des courants de bras pour une régulation des modes différentiels à $\omega_{\mathrm{BF_{md}}}$ et à $\omega_{\mathrm{BF_{mc}}}$.

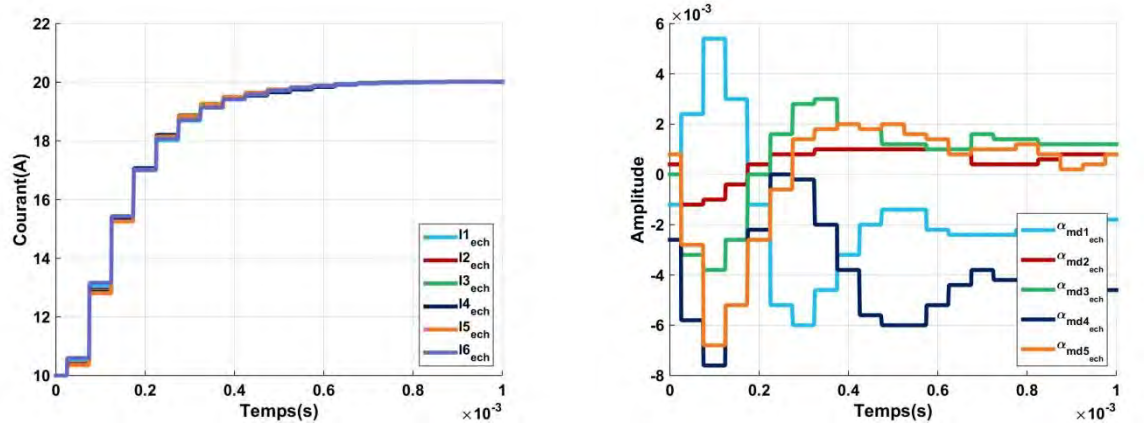


(a) (b)

Figure III. 46 : Courants de Bras pour une Bande Passante à (a) $\omega_{BF_{md}}$ et (b) $\omega_{BF_{mc}}$ avec la Méthode ECM pour un Coupleur Monolithique

Ces figures montrent que la régulation des courants différentiels à $\omega_{\mathrm{BF_{mc}}}$ permet bien un équilibrage des courants de bras plus rapide. Cependant comme dans le paragraphe III.3.C le courant 6 présente une dynamique plus faible que les autres qui est aussi due à la définition

des courants différentiels. La Figure III. 47 montre les courants de bras lors d'une régulation de mode différentiel à $\omega_{BF_{mc}}$ lorsque les courants différentiels sont calculés avec les valeurs des capteurs de courant de bras et non celle du courant de mode commun.



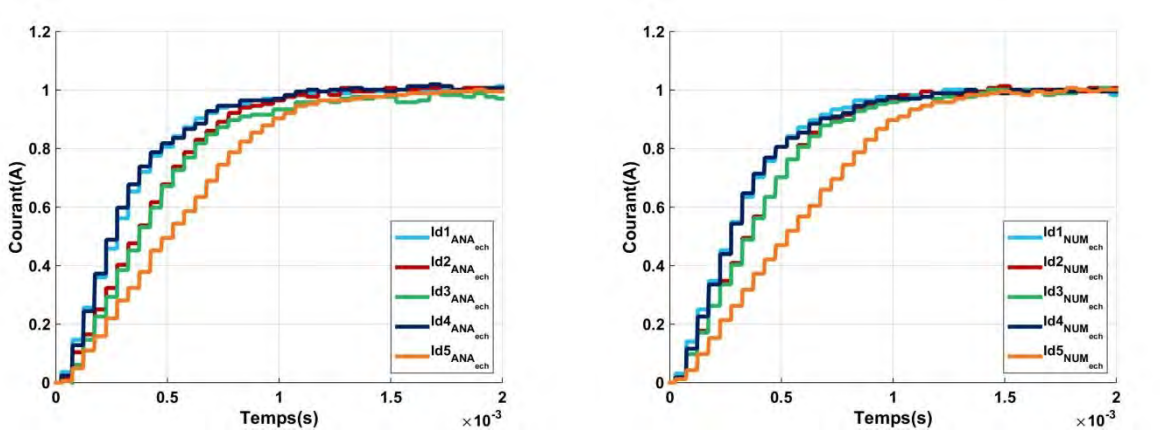
(a) (b)

Figure III. 47 : (a) Courants de Bras et (b) Rapports Cycliques Différentiels pour une Bande Passante $\omega_{BF_{mc}}$ avec la Méthode ECM sans Capteur de Mode Commun pour un Coupleur Monolithique

Les rapports cycliques différentiels sont différents à cause des déséquilibres présents sur le système cependant les courants de bras présentent bien la même réponse. De ce fait par la suite les courants différentiels seront toujours définis à l'aide des capteurs de courants de bras. Ainsi si l'intérêt du capteur de mode commun réside sur sa fréquence apparente (nf_{dec}) qui permet un filtrage plus haut en fréquence, lorsque les courants de bras sont aussi à nf_{dec} l'utilisation du capteur de mode commun ne présente plus d'avantages d'un point de vue de la régulation mais peut être avantageux vis-à-vis de la précision de la mesure (une imprécision de mesure sur un capteur de fort calibre ou six imprécisions sur six capteurs de calibres plus faible).

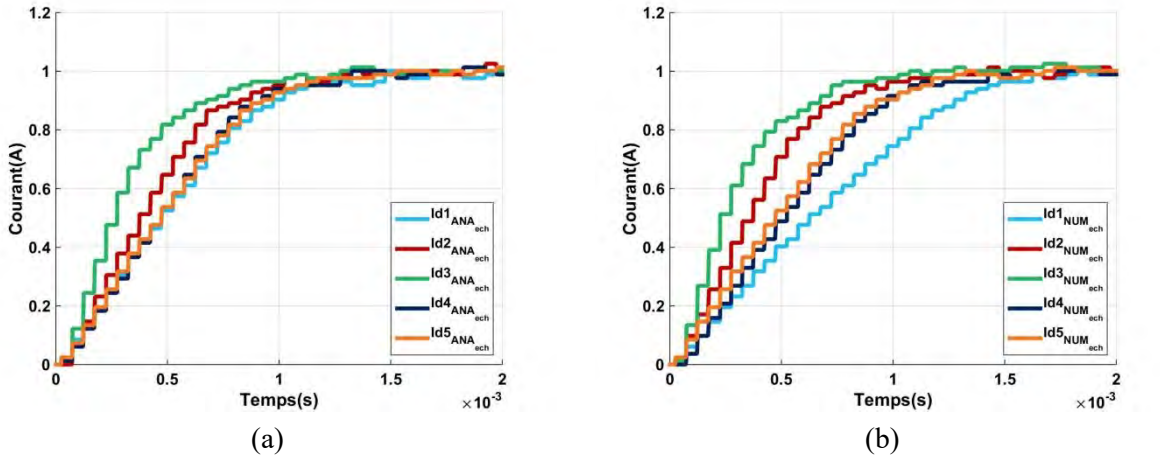
III.4.B.2 Système Réduit

A présent un seul correcteur de mode différentiel est dimensionné pour le modèle moyen du coupleur et est implémenté pour chaque méthode et chaque courant différentiel. Les figures III. 48 à III. 50 donnent les réponses des courants différentiels avec les synthèses analogique et numérique.



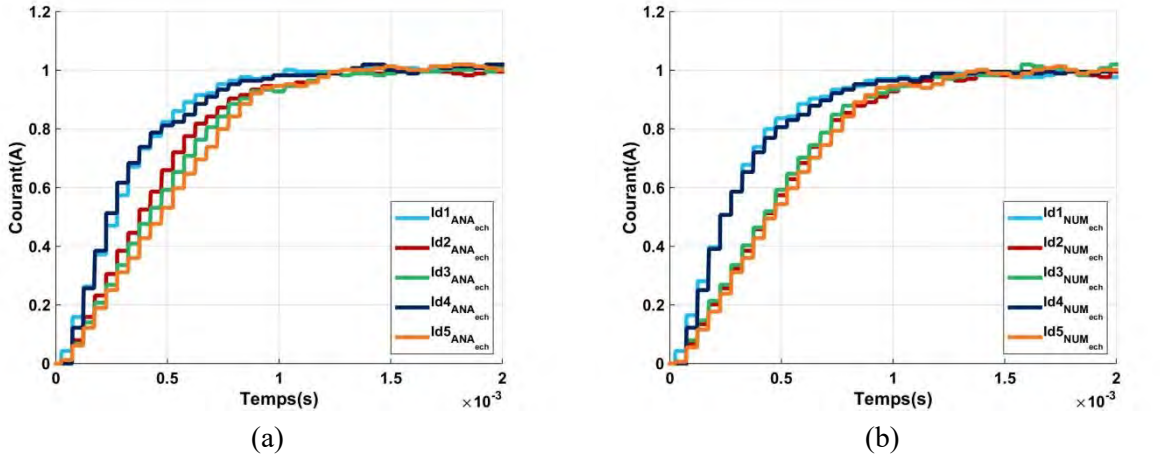
(a) (b)

Figure III. 48 : Régulation sur un Modèle Moyen des Courants Différentiels à la Pulsation du Mode Commun par Synthèse (a) Analogique et (b) Numérique pour la Méthode ECM



(a) (b)

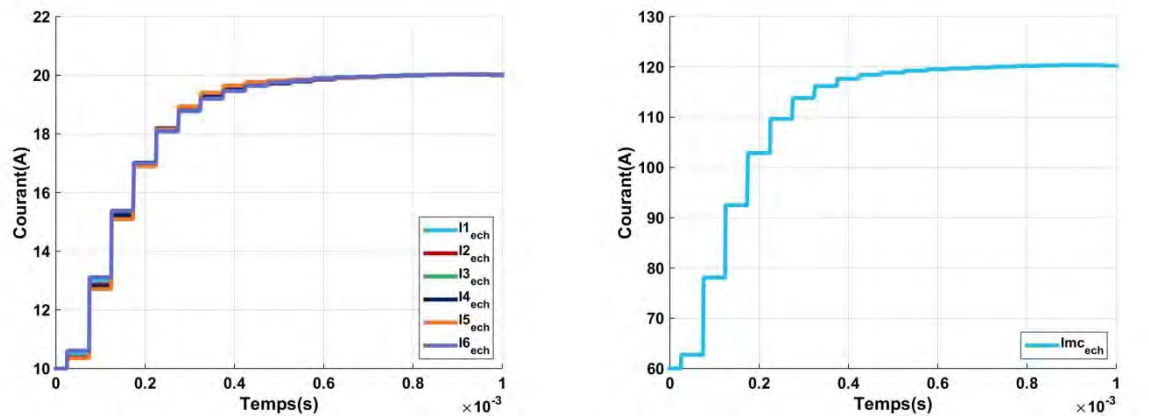
Figure III. 49 : Régulation sur un Modèle Moyen des Courants Différentiels à la Pulsation du Mode Commun par Synthèse (a) Analogique et (b) Numérique pour la Méthode MCMD



(a) (b)

Figure III. 50 : Régulation sur un Modèle Moyen des Courants Différentiels à la Pulsation du Mode Commun par Synthèse (a) Analogique et (b) Numérique pour la Méthode MCA

Les modes différentiels présentent des dynamiques différentes qui sont dues aux différences entre les inductances, les mutuelles et les résistances de bras. Cependant le dimensionnement du correcteur de mode différentiel sur un modèle moyen assure le bon fonctionnement de la régulation différentielle. Afin de vérifier que cette régulation ne perturbe pas la régulation de mode commun, la Figure III. 51 montre les réponses temporelles des courants de bras et du courant de mode commun suite à un échelon.



(a) (b)

Figure III. 51 : Réponse Temporelle (a) des Courants de Bras et (b) du Courant de Mode Commun pour une Régulation des Courants Différentiels à $\omega_{BF_{mc}}$ sur un Modèle Moyen

Ainsi le dimensionnent du correcteur de mode différentiel associé à la régulation à la bande passante du mode commun assure un fonctionnement équilibré des courants.

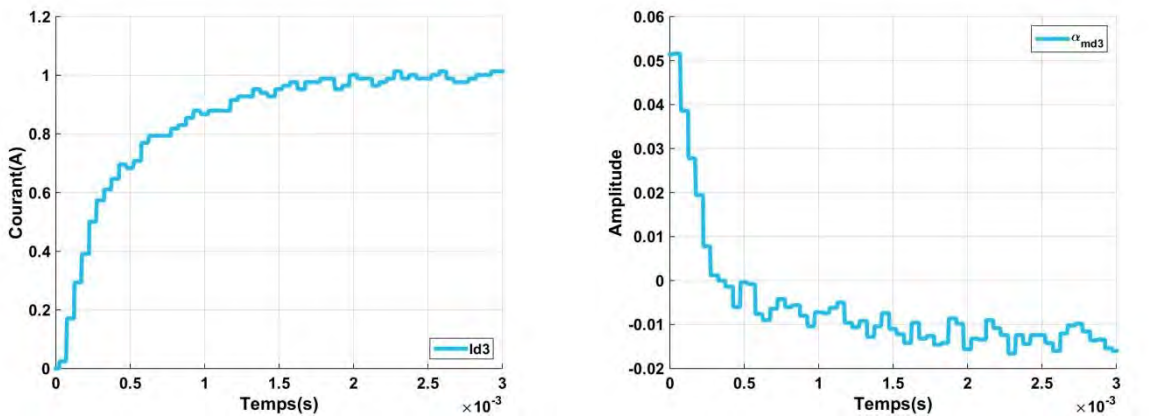
III.4.C Couplage Cascade Cyclique

Contrairement au coupleur monolithique le couplage cascade cyclique nécessite 3 modes différentiels afin de réduire le système, or pour avoir 3 courants différentiels il faut minimum 6 bras. Ainsi dans le cas étudié dans le chapitre II le système complet et le système réduit sont identiques. De ce fait les tests sur le système réduit seront réalisées sur un convertisseur à 12 bras connectés par un couplage cascade cyclique. Les essais seront d'abord réalisés sur un couplage à 6 bras en dimensionnant tous les correcteurs puis les résultats seront adaptés sur un système à 12 bras avec seulement 3 correcteurs.

III.4.C.1 Système Complet

Les résultats obtenus pour le coupleur monolithique s'applique au couplage cascade cyclique en adaptant les paramètres des correcteurs. Il a été montré que si les courants de bras étaient à une fréquence de nf_{dec} il était possible de réguler les modes différentiels avec la

même bande passante que le mode commun mais que les modes différentiels ne présentaient pas la même dynamique à cause de la saturation des rapports cycliques différentiels. Afin de vérifier que les modes différentiels présentent bien la même dynamique que le mode commun les essais précédant sont réitérés en relâchant les saturations. La Figure III. 52 montre la réponse temporelle du courant et du rapport cyclique différentiel 3 pour la méthode diagonalisation.



(a) (b)

Figure III. 52 : (a) Courant et (b) Rapport Cyclique Différentiel 3 pour la Méthode Diagonalisation pour une Régulation à ω_{mc} sans Saturation Différentielle

Ainsi le temps de réponse du courant différentiel est bien celui du mode commun ($350\ \mu s$). Cependant pour obtenir la même dynamique il faut augmenter les bornes des rapports cycliques différentiels (ici 60% du rapport cyclique de mode commun).

Il a été vu dans III.3.B.2.B que pour un couplage cascade cyclique à 12 bras les courants de bras ne sont plus à nf_{dec} mais à f_{dec}, de ce fait les filtres de mesures sont modifiés et les modes différentiels seront régulés à leur pulsation propre. Un essai global est réalisé afin de vérifier le fonctionnement des boucles de régulation en régulant les courants différentiels en fonction de leur constante de temps pour la méthode ECM. A $t = 0\ s$ un échelon de mode commun de 60 A est appliqué, à $t = 0{,}3\ s$ un échelon de 1 A est appliqué sur le mode différentiel 1 et à $t = 0{,}6\ s$ le système est remis à l'équilibre. La Figure III. 53 montre les résultats obtenus suite à cet essai.

Ainsi le courant de mode commun reste bien inchangé malgré un échelon de courant différentiel.

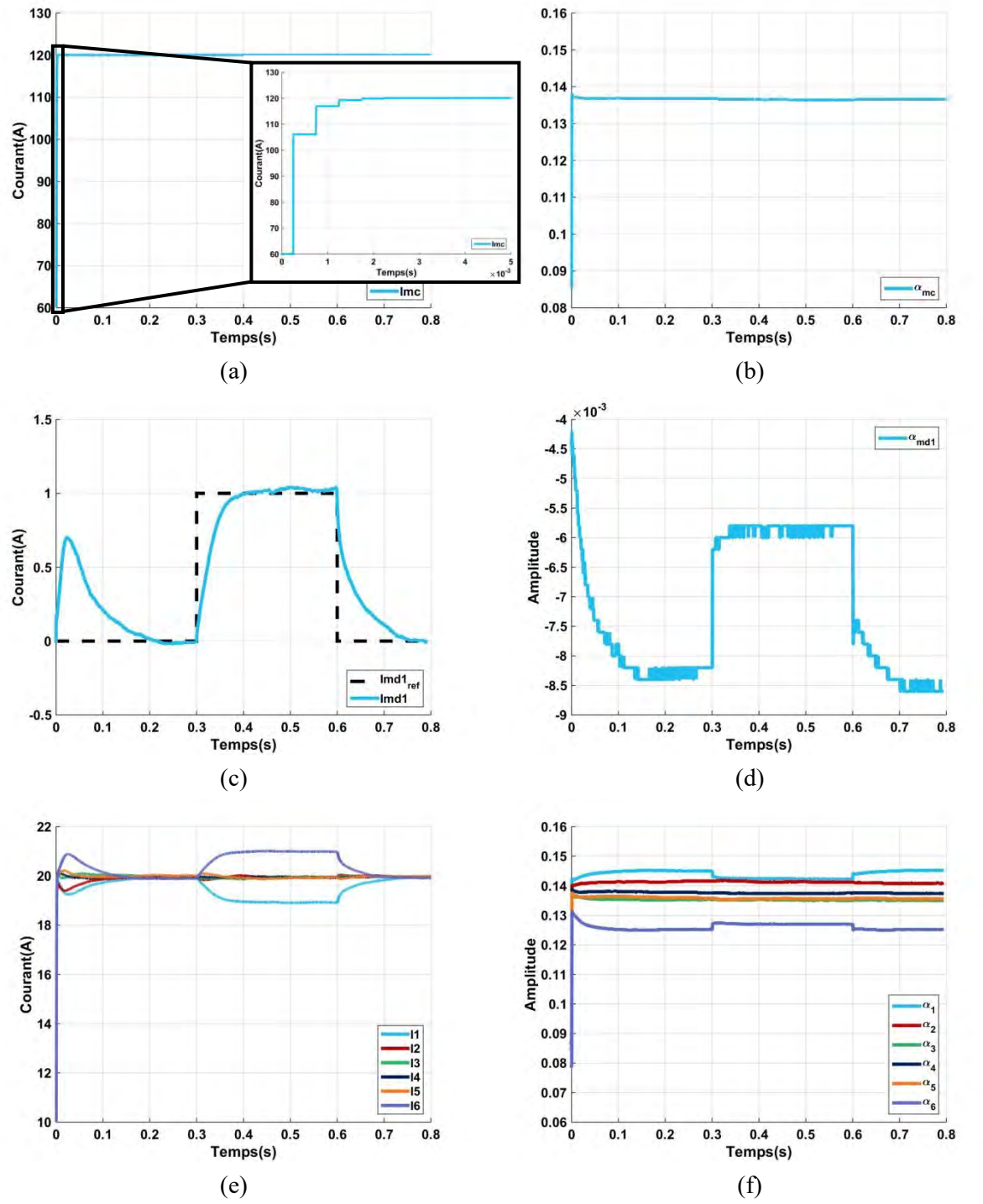


Figure III. 53 : Réponse Temporelle (a) du Courant et (b) du Rapport Cyclique de Mode Commun (c) du Courant et (d) du Rapport Cyclique de Mode Différentiel 1 et (e) du Courant et (f) du Rapport Cyclique de Bras après Application d'un échelon de Courant de Mode Commun de 60 A à $t = 0\ s$, d'un échelon de 1 A sur le Mode Différentiel 1 à $t = 0.3\ s$ et d'un échelon de -1 A sur le Mode Différentiel 1 à $t = 0.6\ s$ avec la méthode ECM

III.4.C.2 Système Réduit

A présent le système est augmenté à 12 bras afin de vérifier que le dimensionnement de 3 correcteurs permet bien de réguler le système. Dans cette configuration les courants de bras ne sont plus à nf_{dec} mais à f_{dec}. La Figure III. 54 donne l'évolution des courants différentiels pour la méthode ECM par synthèse analogique avec le correcteur différentiel 1 appliqué aux modes différentiels 1 et 11, le correcteur différentiel 2 aux modes différentiels 2 et 10 et le correcteur différentiel 3 à tous les autres modes différentiels.

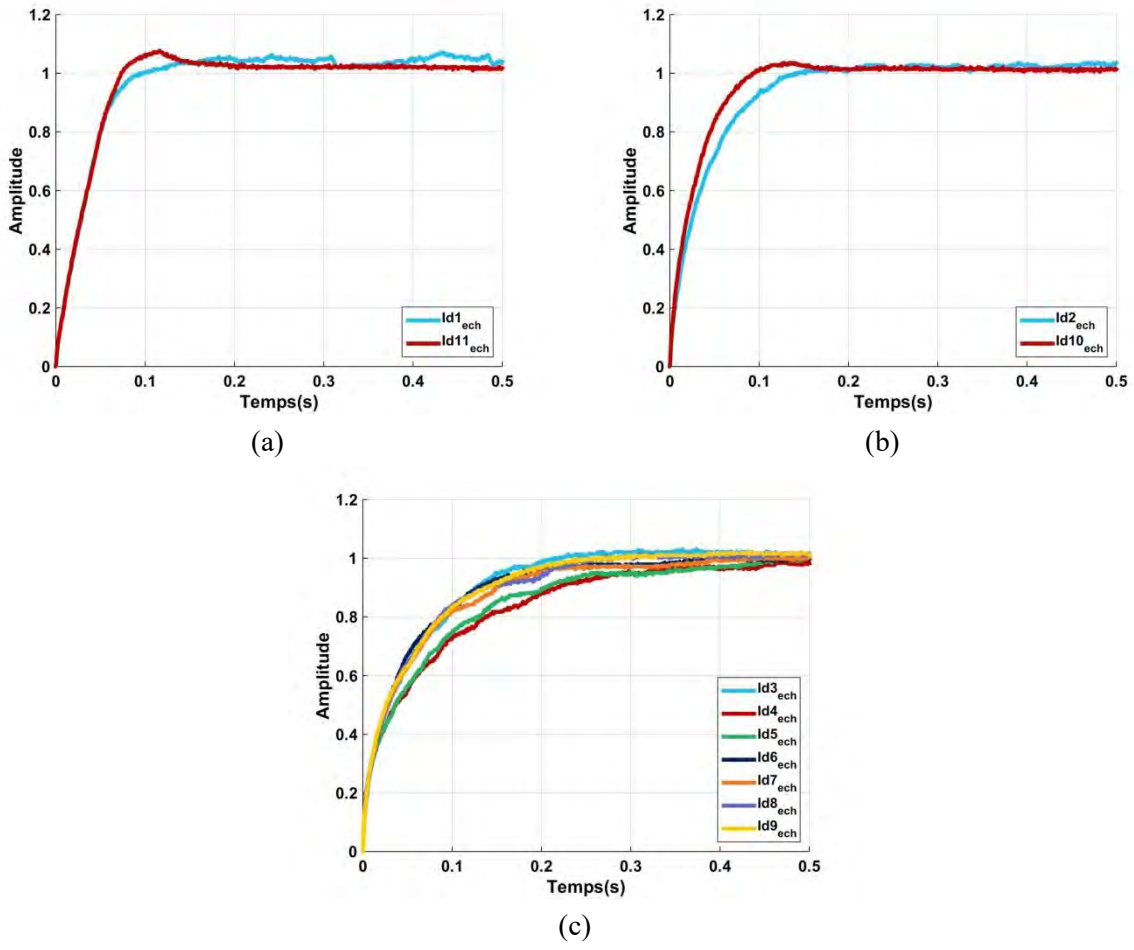


Figure III. 54 : Courants Différentiels Régulés avec 3 Correcteurs à leur Pulsation Propre pour les Modes Différentiels (a) 1 et 11 (b) 2 et 10 et (c) 3 à 9

Avec un système à 6 bras le problème du temps de calcul de l'interruption a été mis en lumière en floatant mais résolu en entier. L'augmentation du nombre de bras entraine une augmentation de ce temps de calcul $(23{,}3\ \mu s)$ mais ce dernier reste inférieur à la moitié de la période d'échantillonnage et permettra de fonctionner à $20\ kHz$.

Ces tests ont été réalisé d'après l'identification effectuée sur le couplage cascade cyclique réalisé à l'aide de six coupleurs bi-bras. Il a été vu que même si les modes différentiels extrêmes devaient être identiques, du fait des légères différences entre les paramètres ceux-ci présentaient quelques différences. De plus même si les six coupleurs rajoutés ici sont quasi identiques aux autres du fait des différentes longueurs de câblage entre chaque bras les résistances sont aussi différentes. Cependant malgré toutes ces différences la figure ci-dessus montre bien que le dimensionnement de seulement 3 correcteurs différentiels permet bien le bon fonctionnement de la régulation.

III.5 Réalisation PI en VHDL

Tous les tests précédents ont été réalisés en implémentant un SOPC sur le FPGA. En effet cette solution offre une réalisation simplifiée pour le codage de la régulation du système mais nécessite beaucoup de ressources. La carte FPGA DE2-115 est surdimensionnée pour son utilisation et permet l'implémentation du SOPC, cependant si ce type de convertisseur est utilisé dans un système embarqué le contrôleur sera choisi afin de minimiser sa taille et donc ses ressources. De plus la mise en place d'une interruption implique la séquentialité des tâches et donc un temps de calcul plus long, tandis que l'implémentation en VHDL permet de réaliser ces opérations en parallèle. Ainsi dans ce paragraphe la régulation sera mise en place directement sur la couche VHDL afin de réduire l'utilisation de FPGA et d'optimiser le temps de calcul. Ici les performances de la régulation ainsi que le pourcentage d'utilisation du FPGA seront comparées par rapport à la solution précédente dans une optique de réduction du circuit de commande. Dans cette optique la Figure III. 41 est modifiée en implémentant la partie régulation du micro-processeur sur le FPGA.

Il est possible d'intégrer les régulateurs sur le VHDL de deux façons : logique câblée ou code VHDL, cependant l'implémentation en code VHDL ne permet pas de travailler en floatant. Lorsque la régulation était générée avec un SOPC tous les calculs ont été adaptés en entier afin de réduire le temps de calcul, de ce fait la solution en code VHDL sera choisie et implémentée en entier.

Contrairement au cas précédent les rapports cycliques ne seront plus générés avec une interruption mais avec un régulateur de mode commun et $(n-1)$ régulateurs de mode différentiel.

III.5.A Régulateur « Externe »

La Figure III. 55 montre le schéma du régulateur de mode commun.

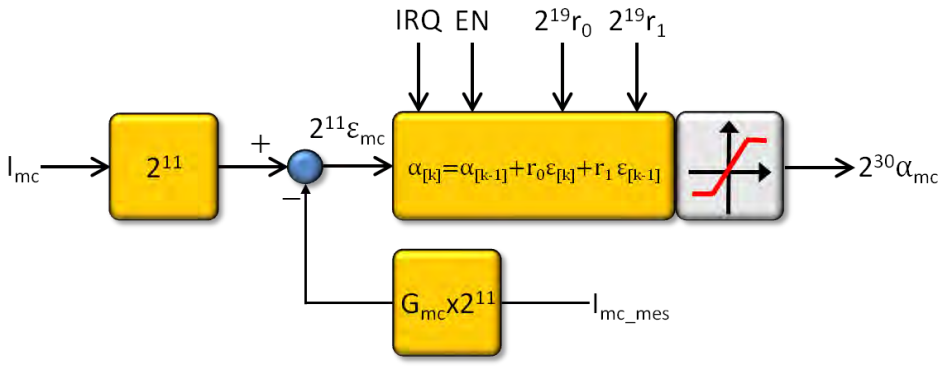


Figure III. 55 : Régulateur de Mode Commun en VHDL

L'entrée IRQ permet l'échantillonnage du correcteur et l'entrée EN l'activation de la régulation. Du fait que l'erreur doit être signée le rapport cyclique de mode commun est codé sur 31 bits en ajoutant un 0 sur le bit de poids fort afin d'éviter des problèmes de mauvaise interprétation. Ce rapport cyclique est ensuite saturé entre 0,95 et 0,05 fois 2^{30}.

La modification du courant de référence se fait par le biais d'un multiplexeur contrôlé par des switchs tout comme l'entrée EN.

III.5.B Régulateur « Interne »

Le régulateur interne est basé sur le même principe que le régulateur externe mais présente plus de complexité. En effet il nécessite de calculer les courants différentiels issus de la lecture des courants de bras. De plus les rapports cycliques différentiels peuvent être négatifs et leur saturation implique de connaitre le rapport cyclique de mode commun.

Concernant le calcul des courants différentiels il est nécessaire d'augmenter le nombre de bits sur lequel sont codés les courants différentiels afin de ne pas perdre d'information même si les courants différentiels seront codés sur le même nombre de bits que les courants de bras. Du fait des CANs les courants de bras sont codés sur 12 bits. Avec la méthode ECM il faut calculer la valeur moyenne des courants de bras, cependant le code calcule en premier la somme de tous les courants puis il concatène cette valeur au nombre de bits du vecteur associé et divise le tout par n. Par exemple dans un cas à 6 bras si la somme des courants fait 8528 leur moyenne est donc de 1421, cependant 8528 est codé sur 13 bits dans ce cas le compilateur interprètera que la somme des courants vaut 336 et donc que leur valeur moyenne est de 56.

La structure de régulation différentielle est montrée sur la Figure III. 56, elle est identique à celle du mode commun à la différence où la saturation est à +/- 10% du rapport cyclique de mode commun.

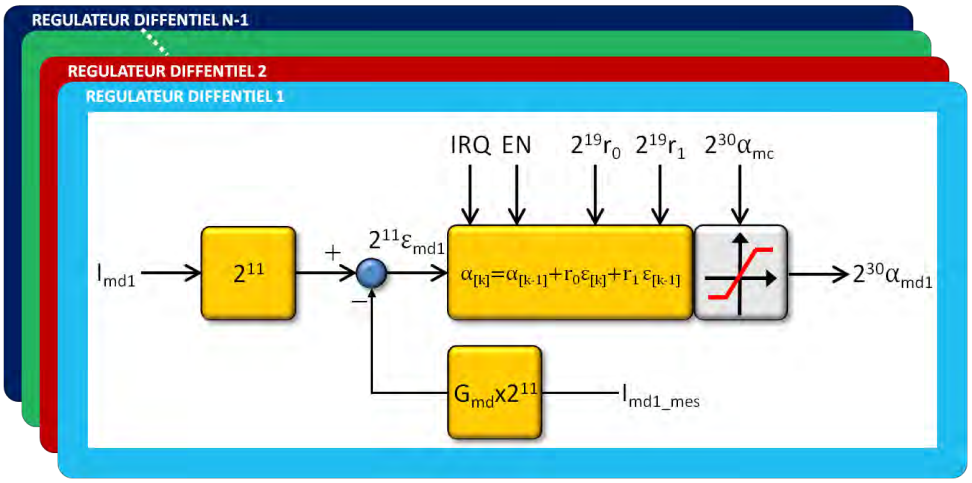


Figure III. 56 : Régulateur de Mode Différentiel en VHDL

III.5.C Calcul des Rapports Cycliques et Mise à l'Echelle

Une fois les rapports cycliques de mode commun et de mode différentiel générés il faut calculer les rapports cycliques en mettant en place la matrice de transformation P ainsi que leur saturation. Afin de créer les rapports cycliques numériques il faut procéder à une mise à l'échelle en les multipliant par Max_{Count} et en les divisant par 2^{30}. La régulation ainsi mise en place est donnée sur la Figure III. 57.

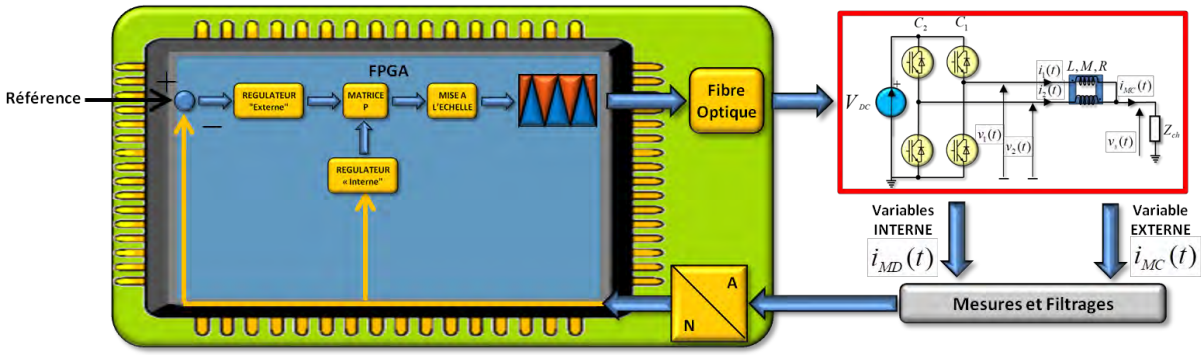


Figure III. 57 : Structure de Régulation Numérique d'un Convertisseur Multiniveaux Parallèle sans SOPC

III.5.D Pourcentage d'Utilisation et Résultats

Afin de pouvoir exploiter les résultats un SOPC est ajouté au programme, il n'a cependant que le rôle de sauvegarder les données et n'influence pas sur le fonctionnement du

système. La Figure III. 58 montre l'utilisation du FPGA avec la sauvegarde des données et sans ainsi que le pourcentage de ressources utilisées par chaque entité sans le SOPC.

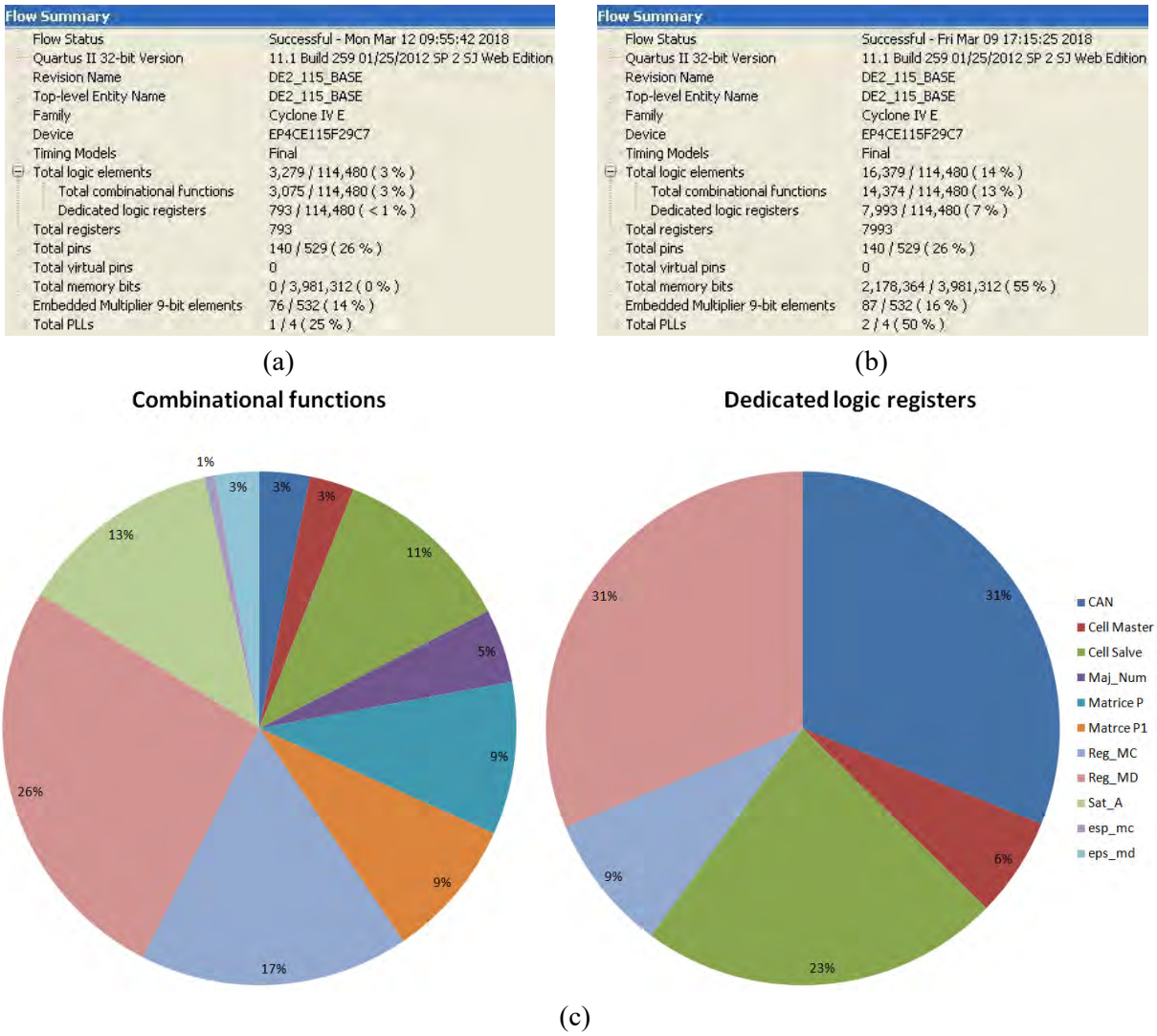


Figure III. 58 : Pourcentage d'Utilisation du FPGA (a) sans SOPC (b) avec SOPC pour la Sauvegarde des Données et (c) Répartition des Ressources par Entités sans SOPC

Afin de vérifier le bon fonctionnement de la régulation en VHDL les tests précédents sont réitérés, la Figure III. 59 montre ainsi le courant de mode commun et le courant différentiel 1 avec la méthode ECM pour des échelons de 60 et 1 A respectivement.

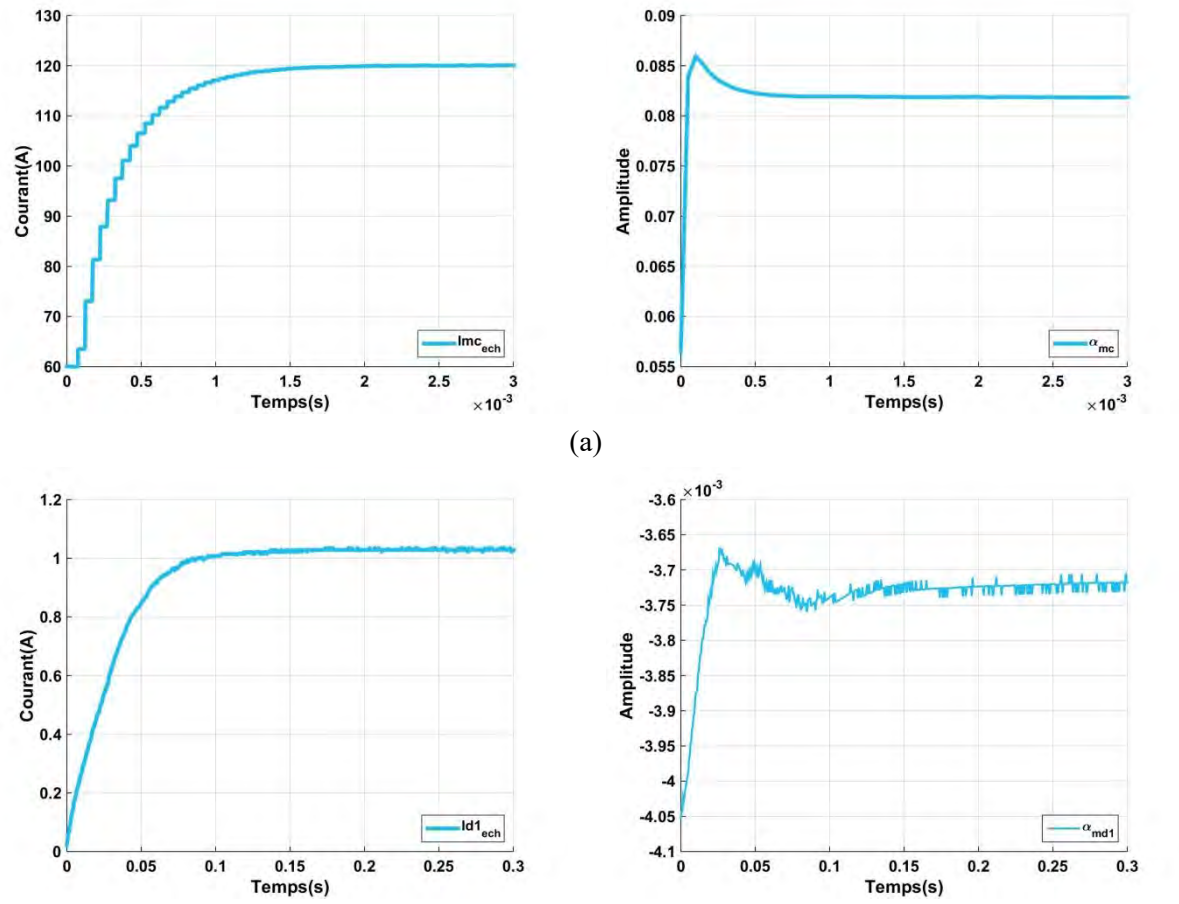


Figure III. 59 : Courant et Rapport Cyclique de (a) Mode Commun et (b) Mode Différentiel 1 pour la Méthode ECM avec les Régulateurs en VHDL

Ces résultats montrent que les régulateurs implémentés sur le VHDL présentent les mêmes performances que les régulateurs implémentés sur le SOPC. De plus en s'affranchissant du système de sauvegarde la partie commande est fortement moins couteuse en ressource.

III.6 Conclusion

Ce chapitre s'est axé sur le dimensionnement et la validation des correcteurs de mode commun et de mode différentiel. Il a été vu que la synthèse du correcteur de mode commun était directement liée à la répartition des bandes passantes liées au découpage, au filtre et au temps de réponse du système. En effet si la pulsation propre du système est inférieure à celle du filtre et suffisamment éloignée son dimensionnement est immédiat, cependant dans le cas inverse il faut aussi séparer deux cas dépendant du positionnement de la fréquence de coupure du filtre par rapport à la fréquence de découpage. Si le filtre est plus haut en fréquence que le

découpage, le correcteur doit être dimensionné par synthèse numérique et dans le cas inverse il faut faire un compromis entre dépassement et temps de réponse en réalisant le dimensionnement respectivement sur le filtre par synthèse analogique ou sur le système par synthèse numérique. Concernant les correcteurs de modes différentiels leur dimensionnement peut se faire indépendamment des bandes passantes et de la synthèse en fonction de leur constante de temps. Dans le cas où les courants de bras sont à nf_{dec} il est possible de réguler les courants différentiels avec la même dynamique que le mode commun cependant il n'existe pas de cas où les courants de bras sont à nf_{dec} pour toute la plage de variation des rapports cycliques, il faudra donc s'assurer que le domaine de fonctionnement du système assure à tout moment d'avoir la même fréquence sur le courant de mode commun et sur les courants de bras afin de pouvoir accélérer leur dynamique.

La mise à jour par compensation des aires permet en théorie de ne pas créer de courant différentiel lors d'un changement de courant de mode commun mais dans le cas de système réel (c'est-à-dire que les résistances de bras ne sont pas toutes identiques) le différentiel des ordres de commande dépend du courant de sortie et ainsi la modification de ce courant impliquera nécessairement la stimulation des régulateurs différentiels.

Ensuite les conclusions issues de ces synthèses et du chapitre II ont été testées sur le prototype expérimental dans un but de validation. Le problème principal était lié au temps de calculs des correcteurs du fait de la complexité du système et a été résolu en travaillant uniquement avec des nombres entiers. Il a été montré qu'il était bien possible de réguler le système avec un nombre limité de correcteur en fonction du couplage.

En dernière partie la synthèse des régulateurs a été réalisée sur la couche VHDL sans SOPC afin d'optimiser la quantité de ressource nécessaire à la régulation et de réduire le temps de calcul et a bien présentée des performances identiques.

Conclusion Générale

Ces travaux sur les convertisseurs multiniveaux parallèles ont été réalisés dans le but de généraliser le dimensionnement des correcteurs en boucle fermée en ayant pour contrainte de découpler le système ou à défaut de réduire fortement les interactions internes présentes. Ces interactions sont dues à l'introduction de coupleurs magnétiques qui permettent de réduire l'ondulation des courants de bras et la masse des éléments magnétiques. En contrepartie la modification d'un courant influence directement sur les autres et complique la régulation. De plus ces interactions impliquent des courants différentiels circulant dans les coupleurs qui peuvent être responsable de saturation magnétique. Dans une optique d'intégration les coupleurs magnétiques ne tolèrent que très peu de courants différentiels d'où l'intérêt de les annuler. Afin de réduire ces interactions une régulation de type mode commun et modes différentiels a été introduite. Cependant si l'évolution du mode commun est prévisible en fonction du nombre de bras en parallèle, celle des modes différentiels dépend de la stratégie de couplage utilisée et de la méthode appliquée pour découpler le système. Un autre problème de ce genre de structure est lié à l'entrelacement des commandes. En effet si cet entrelacement permet d'augmenter la fréquence apparente du courant de sortie il complique la mise à jour des rapports cycliques car il devient alors impossible de faire varier leurs valeurs sans différentiel d'ordre de commande et donc sans déséquilibrer le système s'il sont échantillonnés à f_{dec}.

Deux stratégies de couplage ont été étudiées : coupleur monolithique et couplage cascade cyclique. L'étude s'est limitée à ces deux stratégies car il est possible de transposer leurs résultats à toutes les structures de couplage. Associées à ces stratégies, 5 méthodes de découplages ont été analysées. La première (diagonalisation) consiste à déterminer les vecteurs propres de la matrice de couplage afin de diagonaliser le système, cette méthode implique nécessairement un découplage total si les paramètres du système sont parfaitement connus mais ceci est peu envisageable dans la réalité. Les quatre autres méthodes sont indépendantes du couplage. Dans le cas d'un coupleur monolithique, du fait de la symétrie de ce dernier, ces méthodes conduisent à un découplage total. Ceci n'est cependant pas le cas avec un couplage cascade cyclique mais il y a quand même un découplage partiel. La première de ces quatre méthodes (ECM) consiste à égaliser le courant de chaque bras avec la moyenne du courant de mode commun, la deuxième (MCMD) à annuler les différences entre les courants de bras, la troisième (MCA) à égaler les courants avec la moyenne des deux courants voisins et la dernière (MCE) est une adaptation de la méthode maître esclave avec un mode commun.

Il a été montré en théorie que dans le cas d'un coupleur monolithique les cinq méthodes étaient identiques car la diagonalisation est quasi identique à la méthode ECM et présentaient en découplage total. Ceci conduit à un mode commun dépendant du nombre de bras en parallèle et à un mode différentiel présent $(n-1)$ fois indépendant du nombre de bras tout deux du 1er ordre.

Dans le cas d'un couplage cascade cyclique la diagonalisation permet toujours un découplage total cependant la puissance de calcul informatique ne permet pas de calculer la matrice équivalente pour un nombre de bras supérieur à 7 en symbolique. Les courants différentiels évoluent donc deux à deux mais il n'est pas possible de généraliser leur évolution. Les quatre autres méthodes ne présentent qu'un découplage partiel dans ce cas avec des résultats identiques pour les méthodes ECM, MCMD et MCA. Il a été montré que la méthode MCE ne permettait pas de réduire les interactions du système et a donc été abandonnée pour cette raison.

Afin de se rapprocher de la réalité les méthodes ont été testées pour des coupleurs dont les paramètres ne sont pas tous identiques. Cet essai a permis de montrer que dans les cas où le découplage était total cette variation paramétrique entrainait un découplage partiel mais que les interactions induites n'était pas prédominantes sur le système. De même pour les cas où le découplage était partiel celui-ci restait partiel avec des interactions non significatives.

Pour les méthodes ECM, MCMD, et MCA il a été montré que les courants différentiels évoluaient de manière symétrique indépendamment du nombre de bras du convertisseur et qu'en se limitant à une erreur de 5% il était possible d'identifier tout le système avec 3 courants différentiels qui ne sont pas du 1er ordre mais qui présentent le même comportement.

Ces résultats amènent à la conclusion qu'avec un coupleur monolithique l'identification du mode commun et des modes différentiels peut se limiter à un système à 2 bras et que dans le cas d'un couplage cascade cyclique avec les méthodes ECM, MCMD et MCA il faut un système à 6 bras pour identifier le système. Le dernier chapitre s'est donc consacré à la validation de cette hypothèse.

Dans un premier temps l'étude s'est axée sur le dimensionnement du correcteur de mode commun. Il a été vu que sa synthèse dépendait de la répartition des différentes pulsations du système, ceci est dû à l'introduction du filtre de mesure. Si la pulsation de coupure du filtre est inférieure à la pulsation propre du mode commun et aussi inférieur à la pulsation de découpage alors il faut réaliser le dimensionnement du correcteur à partir de la fonction de transfert du filtre par synthèse analogique pour optimiser le dépassement ou avec la fonction de transfert du système par synthèse numérique pour optimiser le temps de réponse. Dans le cas où le filtre est plus haut en fréquence et suffisamment éloigné il n'influence pas sur le système et la synthèse du correcteur s'effectue de manière traditionnelle sur le système.

Concernant les correcteurs de mode différentiel leur dimensionnement dépend de la fréquence des courants de bras. Dans tous les cas il est possible de les réguler en fonction de leur dynamique mais si ceux-ci sont à nf_{dec} il est aussi possible de les accélérer à la même dynamique que le mode commun. Cependant il n'existe pas de cas où les courants de bras sont à nf_{dec} sur toute la plage de variation des rapports cycliques car ceux-ci sont dépendant du point de fonctionnement.

Une stratégie de mise à jour des rapports cycliques qui ne crée pas de différentiel d'ordre de commande a aussi été étudiée. Cependant cette stratégie permet uniquement de ne pas modifier le différentiel des ordres de commande lors d'une mise à jour, or dans un cas où les résistances de bras du convertisseur ne sont pas toutes identiques les différentiels d'ordre de commande dépendent du rapport cyclique ce qui empêche de modifier les rapports cycliques sans créer de courant différentiel. De plus il a été montré que cette mise à jour ne permettait pas de réduire la sollicitation des régulateurs différentiels.

Ces résultats ont été vérifiés sur un prototype expérimental avec les deux stratégies de couplage et les quatre méthodes (diagonalisation, ECM, MCMD, MCA) afin de les valider. Pour ce faire les lois de commandes ont été implémentées sur une carte FPGA avec et sans SOPC. Les tests ont été réalisés pour des correcteurs dimensionnés pour des systèmes complets et des systèmes réduits dans le but de valider les résultats issus du pré-dimensionnement des correcteurs et de la généralisation. Il a été vu que le système présentait bien le comportement désiré dans ces deux cas.

Par la suite il serait intéressant de pouvoir déterminer en fonction des paramètres de couplage et du point de fonctionnement la fréquence des courants de bras. En effet il a été montré que celle-ci était déterminante sur la bande passante des régulateurs de mode différentiel. Or ici il n'est pas possible de déterminer cette fréquence sans avoir recours à la simulation.

Un autre axe d'amélioration concerne la mise à jour des rapports cycliques. Il a été vu que la mise à jour synchrone ne permettait pas de modifier les rapports cycliques sans perturber les régulateurs différentiels du fait des différentiels d'ordre de commande. Une stratégie de mise à jour permettant de ne pas générer de modification du différentiel d'ordre de commande a été introduite. Cependant comme les différentiels d'ordre de commande dépendent des rapports cycliques il serait envisageable de mettre en place une stratégie de mise à jour basée sur la compensation des aires qui prend en compte le différentiel avant et après la mise à jour.

Dans ce mémoire seul un convertisseur parallèle monophasé à été étudié. Une adaptation des résultats est envisageable sur une structure triphasée cependant il faudrait étudier l'influence de la modulation (PS, PD ou POD) sur la régulation. De plus l'introduction

de modulantes optimisées par injection d'harmoniques [LER] dans le but d'améliorer les formes d'ondes doit aussi être pris en compte afin de déterminer son impact sur la commande.

Bibliographie

[ADA10] F. Adam, E. Labouré, B. Revol, et C. Gautier, *Modélisation CEM d'un convertisseur électronique d'énergie hautes performances multicellulaire entrelacé couplé par transformateurs intercellules*, *15ème Colloque International et Exposition sur la Compatibilité Electromagnétique*, CEM2010, Limoge, France, Avril 2010

[ADA12] F. Adam, *Onduleur multicellulaire parallèle à ICT : commande équilibrante, analyse, modélisation et optimisation des performances CEM*, Thèse de doctorat, ENS Cachan, Cachan, France, 2012

[BOL10] M. Le Bolloch, *Commandes adaptées pour les convertisseurs statiques multiphases à inductances couplées*, Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique, Toulouse, France, 2010

[BOL09] M. Le Bolloch, M. Cousineau, and T. Meynard, "*Current-sharing control technique for interleaving VRMs using intercell transformers*", *IEEE EPE*, pp. 1-10, 2009

[BOU09] N. Bouhalli, *Etude et intégration de convertisseurs multicellulaires parallèles entrelacées et magnétiquement couplés*, Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique, Toulouse, France, 2009

[BOU08] N. Bouhalli, E. Sarraute, T. Meynard, M. Cousineau, and E. Labouré, "*Optimal Multi-Phase Coupled Buck Converter Architecture Dedicated To Strong System Integration*", *4th IET Conference on Power Electronics, Machines and Drives*, pp. 352-356, 2008

[CAP] G. J. Capella, J. Pou, S. Ceballos, J. Zaragoza, and V. G. Agelidis, "*Current-Balancing Technique for Interleaved Voltage Source Inverters With Magnetically Coupled Legs Connected in Parallel*", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 3, pp. 1335-1344, 2015

[CHE] Y.-K. Chen, T.-F. Wu, Y.-E. Wu, and C.-P. Ku, "*A current-sharing control strategy for paralleled multi-inverter systems using microprocessor-based robust control*", *Proceedings of IEEE Rgion 10 International Conference on Electrical and Electronic Technology TENCON 2001*, vol. 2, pp. 647-653, 2001

[COU10] B. Cougo, "*Design and Optimization of InterCell Transformers for Parallel MultiCell Converters*", Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique, Toulouse, France, 2010

[COU12] B. Cougo, G. Gateau, T. Meynard, M. Bobrowska-Rafal, and M. Cousineau, "*PD Modulation Scheme for Three-Phase Prallel Multilevel Inverters*", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 2, pp. 690-700, 2012

[DAV] P. Davancens, et T. Meynard, "*Etude des convertisseurs multicellulaires parallèles : I.modélisation*", *Journal de Physique III*, vol. 7, pp. 143–160, Jan. 1997

[EWA] J. Ewanchuck, and J. Salmon, "*Three-limb Coupled Inductor Operation for Paralleled Multi-level Three-Phase Voltage Sourced Inverters*", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 5, pp. 1979-1988, 2013

[FOR] F. Forest, T. A. Meynard, E. Labouré, V. Costan, E. Sarraute, A. Cuniere, and T. Martire, "*Optimization of the Supply Voltage System in Interleaved Converters Using Intercell Transformers*", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, no. 3, pp. 934-942, 2007

[FRA] L. G. Franquelo, J. Rodriguez, J. I. Leon, S. Kouro, R. Portillo, and M. A. M. Prats, "*The age of multilevel converters arrives*", *IEEE Ind. Electron. Mag.*, vol. 2, no. 2, pp. 28-39, Jun. 2008

[GAL] J. Gallagher, "*Coupled Inductors Improve Multiphase Buck Effeciency*", *Field Application Engineer*, *Power Division*, pp. 36-42, 2006

[GAU] C. Gautier, F. Adam, E. Labouré, B. Revol, and D. Labrousse, "*Control for the currents balancing of a Multicell Interleaved Converter with ICT*", *15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, pp. 1-9, 2013

[GE] B. Ge, X. Lu, X. Yu, M. Zhang, and F. Z. Peng, "*Multiphase-Leg Coupling Current Balancer for Parallel Operation of Multiple MW Power Modules*", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 3, pp. 1147-1157, 2014

[GOM] T. Gomez, W. Hernández, W. Martínez, and C. A. Cortes, "*Control techniques for interleaved DC/DC converters with magnetic coupling*", *IEEE Workshop on Power Electronics and Power Quality Applications (PEPQA)*, pp. 1-6, 2017

[JUN] H.-S. Jung, and S.-K. Sul, "*A design of circulating current controller for paralleled inverter with non-isolated dc-link*", *IEEE 3rd International Future Energy Electronics Conference and ECCE Asia (IFEEC 2017 - ECCE Asia)*, pp. 1913-1919, 2017

[KOU] S. Kouro, M. Malinowski, K. Gopakumar, J.Pou, L.G. Franquelo, B. Wu, J. Rodriguez, M. A. Perez, and J. I. Leon, "*Recent advances and industrial applications of multilevel converters*", *IEEE Trans. Ind. Electron.,* vol. 57, no. 8, pp. 2553-2580, Aug. 2010

[LAB] E. Labouré, A. Cuniere, T. A. Meynard, F. Forest, and E. Sarraute, "*A Theoretical Approach to InterCell Transformers, Application to Interleaved Converters*", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 1, pp.464-474, 2008

[LAZ] T. B. Lazzarin, G. A. T. Bauer, and I. Barbi, "*A Control Strategy for Parallel Operation of Single-Phase Voltage Source Inverters: Analysis, Design and Experimental Results*", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no.6, pp. 2194-2204, 2013

[LER] A. Leredde, *Etude, commande et mise en oeuvre de nouvelles structures multiniveaux*, Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique, Toulouse, France, 2012

[LI] J. Li, A. Stratakos, A. Schultz, and C. R. Sullivan, "*Using coupled inductors to enhance transient performance of multi-phase buck converter*", *Nineteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition APEC '04*, vol. 2, pp. 1289-1293, 2005

[LIN] Y. T. Lin, Y. C. Wang, and Y. Y. Tzou, "*Single-Chip FPGA Implementation of a Digital VRM Controller with Interlaced Sampling and Control Technique*", *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 1441-1447, 2007

[MCG] B. P. McGrath, T. Meynard, G. Gateau, and D. G. Holmes, "*Optimal Modulation of Flying Capacitor and Stacked Multicell Converters Using a State Machine Decoder*", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, no. 2, pp. 508-516, 2007

[MEY10] T. Meynard, B. Cougo, F. Forest and E. Labouré, "*Parallel multicell converters for high current: design of intercell transformers*", *Proc. IEEE Int. Conf. Ind. Technol.,* pp. 1359-1364, 2010

[MEY15] T. Meynard, "*Analysis and Design of Multicell DCDC Converters Using Vectorized Models*", *Wiley*, 2015

[MON] E. Monmasson and M. Cirstea, "*FPGA design methodology for industrial control systems, a review*", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, pp. 1824–1842, Aug. 2007

[NIO] https://www.altera.com/products/processors/overview.html

[PAR] I. G. Park and S. I. Kim, "*Modeling and analysis of multi-interphase transformers for connecting power converters in parallel*", *28th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 1997. PESC '97 Record, vol. 2, pp. 1164–1170 vol.2, 1997

[PET] A. V. Peterchev, Xiao Jinwen, and S. R. Sanders, "*Architecture and IC implementation of a digital VRM controller"*, *IEEE Trans. on PE*, vol. 18, no. 1, 2, pp. 356-364, 2003

[PRA] N. Prabaharan, and K. Palanisamy, *"A comprehensive review on reduced switch multilevel inverter topologies, modulation techniques and applications", Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 76, pp. 1248-1282, September 2017

[QUA] Z. Quan, and Y. Li, "*Harmonic analysis of interleaved voltage source converters and tri-carrier PWM strategies for three-level converters*", *IEEE 18th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, pp. 1-7, 2017

[RM] S. R M, and M. Biradar, "*High Current Gain Multilevel Inverter Using Linear Transformer*", *International Journal of Engineering Technology Science and Research*, vol. 4, no. 4, April 2017

[ROD] J. Rodriguez, J. S. Lai, and F. Z. Peng, "*Multilevel Inverters: A survey of Topologies, Controls, and Applications*", *IEEE Transaction an Industrial Electronics*, vol. 49, no. 4, pp. 724-738, August 2002

[RUD] A. Ruderman, B. Reznikov, and M. Margaliot, "*Simple analysis of a flying capacitor converter voltage balance dynamics for DC modulation*", *13th International Power Electronics and Motion Control Conference*, pp. 260-267, 2008

[SAN13] S. Sanchez, D. Risaletto, F. Richardeau, T. Meynard, and E. Sarraute, "*Pre-design methodology and results of a robust monolithic inter cell transformer (ICT) for parallel multicell converter*", *IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 8198–8203, Nov. 2013

[SAN15] S. Sanchez, *Contribution à la conception de coupleurs magnétiques robustes pour convertisseurs multicellulaires parallèles*, Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique, Toulouse, France, 2015

[SEL] S. I. Seleme, L.-A. Gregoire, M. Cousineau, and P. Ladoux, "*Decentralized Controller for Modular Multilevel Converter*", *PCIM Europe International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, pp. 1-8, 2016

[SHI] X. Shi, Z. Wang, L. M. Tolbert, and F. Wang, "*A comparison of phase disposition and phase shift PWM strategies for modular multilevel converters*", *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pp. 4089-4096, 2013

[SOL] E. H. Solano Saenz, *Etude des convertisseurs multicellulaires série-parallèle et de leurs stratégies de commande, approches linéaire et prédictive*, Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique, Toulouse, France, 2014

[THO] V. J. Thottuvelil, and G. C. Verghese, "*Analysis and control design of paralleled DC/DC converters with current sharing*", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 13, no. 4, pp. 635-644, Jul 1998

[WON] P.-L. Wong, P. XU, P. Yang, and F. C. Lee, "*Performance improvements of interleaving VRMs with coupling inductors*", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 16, no. 4, pp. 499-507, 2001

[WU] W. Wu, N.-C. Lee, and G. Schuellein, "*Multi-phase buck converter design with two-phase coupled inductors*", *Twenty-First Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition APEC '06*, pp. 6, 2006

[ZHA] F. Zhang, L. DU, F. Z. Peng, and Z. Qian, "*A new design method for high efficiency DC-DC converters with flying capacitors technology*", *Twenty-First Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition APEC '06*, pp.5, 2006

[ZHU] G. Zhu, B. A. McDonald, and K. Wang, "*Modeling and Analysis of Coupled Inductors in Power Converters*", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 5, pp. 1355-1363, 2011

[ZUM03] P. Zumel, O. Garcia, J. A. Cobos, and Uceda, "*Magnetic integration for interleaved converters*", *Eighteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition APEC '03*, vol. 2, pp. 1143-1149, 2003

[ZUM05] P. Zumel, O. Garcia, J. A. Cobos, and Uceda, "*Tight magnetic coupling in multiphase interleaved converters based on simple transformers*", *Twentieth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition APEC '05*, vol. 1, pp. 385-391, 2005

Annexes

Annexe A

Détermination des Matrices de Passage

Le découplage des modes sur le convertisseur multiniveaux impose un changement de base du système. Or mis à part la méthode de diagonalisation qui donne les matrices P et P^{-1}, les autres méthodes ne fournissent que la matrice P^{-1}. Cette annexe a pour objectif de déterminer quelles matrices Q sont utilisables en fonction de la méthode associée afin d'obtenir le découplage des modes escompté. Pour ce faire plusieurs conditions seront posées afin de faciliter l'étude.

Dans un premier temps toutes les méthodes doivent réguler le courant de mode commun ($I_{mc} = \sum_{i=1}^{n} I_i$), ceci impose $\forall i \in [\![1, n]\!]$:

$$P^{-1}(1; i) = 1 \quad \rightarrow \quad Q(i; 1) = \frac{1}{n} \qquad A.\ 1$$

Ainsi la matrice Q sera de la forme :

$$Q = \begin{pmatrix} 1/n & q_{12} & \cdots & q_{1n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1/n & q_{n2} & \cdots & q_{nn} \end{pmatrix} \qquad A.\ 2$$

De plus il faut un découplage total des modes en régime permanent, c'est-à-dire que les termes anti-diagonaux de la matrice équivalente $D^{-1}(s)$ satisfassent la condition suivante $\forall i \in [\![1, n]\!], \forall j \in [\![2, n]\!], i \neq j$:

$$lim_{s \to 0}\, q_{ij} = 0 \qquad A.\ 3$$

Les conditions vues en A. 1 et A. 3 permettront de terminer les matrices Q possibles.

Afin d'expliciter cette démarche les résultats obtenus en utilisant un couplage cascade cyclique et la méthode ECM seront étudiés.

Les matrices P^{-1} et Q sont donc telles que :

$$P^{-1} = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ -3 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -3 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & -3 & 1 \end{pmatrix} \quad et \quad Q = \begin{pmatrix} 1/n & q_{12} & q_{13} & q_{14} \\ 1/n & q_{22} & q_{23} & q_{24} \\ 1/n & q_{32} & q_{33} & q_{34} \\ 1/n & q_{42} & q_{43} & q_{44} \end{pmatrix} \qquad A.\ 4$$

Il faut donc déterminer les paramètres de la matrice Q, soit $n(n-1) = 12$ valeurs.
Du fait des conditions la matrice $Z(s)$ vaut :

$$Z_{CC}(s) = \begin{pmatrix} 2Ls + 2R + Z_{ch} & -Ms + Z_{ch} & 0 & -Ms + Z_{ch} \\ -Ms + Z_{ch} & 2Ls + 2R + Z_{ch} & -Ms + Z_{ch} & 0 \\ 0 & -Ms + Z_{ch} & 2Ls + 2R + Z_{ch} & -Ms + Z_{ch} \\ -Ms + Z_{ch} & 0 & -Ms + Z_{ch} & 2Ls + 2R + Z_{ch} \end{pmatrix} \quad A.\ 5$$

La matrice équivalente ${D_{CC}}^{-1}(s)$ est de la forme :

$${D_{CC}}^{-1}(s) = \begin{pmatrix} \frac{1}{2R+4Z_{ch}+2(L-M)s} & A(2) & A(3) & A(4) \\ 0 & B(2,2) & B(2,3) & B(2,4) \\ 0 & B(3,2) & B(3,3) & B(3,4) \\ 0 & B(4,2) & B(4,3) & B(4,4) \end{pmatrix} \quad A.\ 6$$

Avec :

$$\begin{cases} A(k) = \frac{\sum_{i=1}^{n} q_{ik}}{2R+4Z_{ch}+2(L-M)s} \\ B(l,k) = \frac{R\left(\sum_{i=1}^{n} q_{ik} - 4q_{(l-1)k}\right) + 2\left[L\left(\sum_{i=1}^{n} q_{ik} - 4q_{(l-1)k}\right) + 2M\left(q_{(l+1)k} - q_{(l-1)k}\right)\right]s}{4(2R+2Ls)(2R+2(L+M)s)} \end{cases} \quad A.\ 7$$

En respectant :

$$\begin{cases} \{l,k\} \in [\![2,4]\!] \\ si\ (l+1=5)\ alors\ (l+1=1) \end{cases} \quad A.\ 8$$

Afin de respecter les conditions énoncées précédemment il y a nécessairement pour $s \to 0$:

$$\begin{cases} A(k) = \frac{\sum_{i=1}^{n} q_{ik}}{2R+4Z_{ch}} \\ B(l,k) = \frac{\left(\sum_{i=1}^{n} q_{ik} - 4q_{(l-1)k}\right)}{16} \end{cases} \quad A.\ 9$$

Dans le but d'avoir un découplage total en régime permanent il est possible de résoudre l'équation A. 9 avec :

$$\begin{cases} \forall k, A(k) = 0 \\ si\ l \neq k, B(l,k) = 0 \end{cases} \quad A.\ 10$$

Ceci donne les 9 relations suivantes :

$$\begin{cases} q_{12} + q_{22} + q_{32} + q_{42} = 0 \\ q_{13} + q_{23} + q_{33} + q_{43} = 0 \\ q_{14} + q_{24} + q_{34} + q_{44} = 0 \\ q_{12} - 3q_{22} + q_{32} + q_{42} = 0 \\ q_{12} + q_{22} - 3q_{32} + q_{42} = 0 \\ -3q_{13} + q_{23} + q_{33} + q_{43} = 0 \\ q_{13} + q_{23} - 3q_{33} + q_{43} = 0 \\ -3q_{14} + q_{24} + q_{34} + q_{44} = 0 \\ q_{14} - 3q_{24} + q_{34} + q_{44} = 0 \end{cases} \qquad A.\ 11$$

Cependant afin de déterminer la matrice Q il est nécessaire d'avoir 12 équations, les 3 équations correspondantes aux modes différentiels seront donc déterminées telles que :

$$\begin{cases} -3q_{12} + q_{22} + q_{32} + q_{42} = 1 \\ q_{13} - 3q_{23} + q_{33} + q_{43} = 1 \\ q_{14} + q_{24} - 3q_{34} + q_{44} = 1 \end{cases} \qquad A.\ 12$$

Après résolution des systèmes A. 11 et A. 12, la matrice Q suivante est obtenue :

$$Q = \frac{1}{4}\begin{pmatrix} 1 & 3 & 2 & 1 \\ 1 & -1 & 2 & 1 \\ 1 & -1 & -2 & 1 \\ 1 & -1 & -2 & -3 \end{pmatrix} \qquad A.\ 13$$

D'après ces résultats il s'en suit :

$$P^{-1}Q = I_4 \qquad A.\ 14$$

Cette étude a été réitérée pour toutes les méthodes et pour différents nombre de bras et donne toujours la relation suivante :

$$P^{-1}Q = I_n \qquad A.\ 15$$

Ainsi au vu des résultats montrés lors de cette annexe il s'en déduit la condition nécessaire de découplage telle que :

$$Q = P \qquad A.\ 16$$

Annexe B
Egalité de Matrices Equivalentes

Il a été vu dans le paragraphe II.1.C que pour un système à 4 bras les matrices ${D_{mono}}^{-1}(s)$ étaient identiques pour toutes les méthodes et que les matrices ${D_{CC}}^{-1}(s)$ étaient identiques pour les méthodes ECM, MCMD et MCA. Cette Annexe vise à prouver la véracité de ces résultats quel que soit le nombre de bras mis en jeu.

Equivalence des matrices ${\boldsymbol{D_{mono}}}^{-1}(\boldsymbol{s})$

Afin de valider l'égalité des matrices équivalentes ${D_{mono}}^{-1}(s)$ leur évolution pour différent nombre de bras sera étudiée. De ces résultats il sera extrait si possible une forme généralisée entière ou partielle.

L'essai est réalisé dans un premier temps pour un système à 5 bras. Quelle que soit la méthode utilisée les matrices ${D_{mono}}^{-1}(s)$ sont bien identiques et s'expriment :

$$ {D_{mono}}^{-1}(s) = \begin{pmatrix} \frac{5}{R+5Z_c+(L-4M)s} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{R+(L+M)s} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{R+(L+M)s} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{R+(L+M)s} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{R+(L+M)s} \end{pmatrix} \qquad B.\ 1 $$

Cet essai est réitéré sur un système à 12 bras :

$$ {D_{mono}}^{-1}(s) = \begin{pmatrix} \frac{12}{R+12Z_c+(L-11M)s} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & md & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & md & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & md & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & md & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & md & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & md & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & md & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & md & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & md & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & md & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & md \end{pmatrix} \qquad B.\ 2 $$

Avec :

$$md = \frac{1}{R+(L+M)s} \qquad B.\ 3$$

Toutes les méthodes sont identiques et elles conduisent à des matrices équivalentes ${D_{mono}}^{-1}(s)$ composées d'un mode commun dépendant du nombre de bras et d'un mode différentiel présent $(n-1)$ fois.

Pour valider définitivement ces résultats la simulation d'un système à 30 bras est réalisée. La matrice équivalente ${D_{mono}}^{-1}(s)$ est bien toujours la même pour toutes les méthodes et présente un mode commun et 29 modes différentiels comme suit :

$$mc = \frac{30}{R+30Z_c+(L-29M)s} \qquad et \qquad md = \frac{1}{R+(L+M)s} \qquad B.\ 4$$

D'après les résultats vus précédemment il s'en déduit la forme généralisée de la matrice équivalente ${D_{mono}}^{-1}(s)$ et ce pour toutes les méthodes traitées de la forme :

$${D_{mono}}^{-1}(s) = \begin{pmatrix} \frac{n}{R+nZ_c+(L-(n-1)M)s} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \frac{1}{R+(L+M)s} & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & \frac{1}{R+(L+M)s} \end{pmatrix} \qquad B.\ 5$$

Equivalence des matrices ${D_{CC}}^{-1}(s)$ pour les méthodes ECM, MCMD et MCA

La même technique que celle utilisée lors du dernier paragraphe sera usitée. Ainsi la même matrice équivalente ${D_{CC}}^{-1}(s)$ est obtenue pour ces 3 méthodes dans le cas d'un système à 6 bras.

$${D_{CC}}^{-1} = \begin{pmatrix} \frac{6}{2R+6Z_c+2(L-M)s} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & I_{md1} & 0 & \frac{-Ms}{A} & \frac{-Ms}{B} & \frac{-Ms}{A} \\ 0 & \frac{Ms}{A} & I_{md2} & \frac{Ms}{A} & 0 & \frac{-(Ms)^2}{D} \\ 0 & \frac{(Ms)^2}{C} & \frac{Ms}{B} & I_{md3} & \frac{Ms}{B} & \frac{(Ms)^2}{D} \\ 0 & \frac{-(Ms)^2}{C} & 0 & \frac{Ms}{A} & I_{md4} & \frac{Ms}{A} \\ 0 & \frac{Ms}{A} & \frac{-Ms}{B} & \frac{-Ms}{A} & 0 & I_{md5} \end{pmatrix} \qquad B.\ 6$$

Avec :

$$\begin{cases} A = (2R + 2(L+M)s) \times (2R + (2L - M)s) \\ B = (2R + (2L+M)s) \times (2R + (2L - L)s) \\ C = A \times (2R + (2L+M)s) \\ D = B \times (2R + 2(L+M)s) \end{cases} \quad B.\ 7$$

Et :

$$\begin{pmatrix} I_{md1} \\ I_{md2} \\ I_{md3} \\ I_{md4} \\ I_{md5} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{\left(2R+\left(2L-M\frac{\sqrt{5}-1}{2}\right)s\right)\left(2R+\left(2L+M\frac{\sqrt{5}+1}{2}\right)s\right)}{(2R+(2L+M)s)(2R+2(L+M)s)(2R+(2L-M)s)} \\ \frac{2R+2Ls}{(2R+(2L+M)s)(2R+(2L-M)s)} \\ \frac{2R+(2L+M)s}{(2R+2(L+M)s)(2R+(2L-M)s)} \\ \frac{2R+2Ls}{(2R+(2L+M)s)(2R+(2L-M)s)} \\ \frac{\left(2R+\left(2L-M\frac{\sqrt{5}-1}{2}\right)s\right)\left(2R+\left(2L+M\frac{\sqrt{5}+1}{2}\right)s\right)}{(2R+(2L+M)s)(2R+2(L+M)s)(2R+(2L-M)s)} \end{pmatrix} \quad B.\ 8$$

Il y a bien pour les 3 méthodes les mêmes matrices ${D_{CC}}^{-1}(s)$, cependant il n' est pas possible de trouver un lien entre les modes différentiels pour un système à 4 bras et un système à 6 bras.

Les tests ont été réalisés pour des systèmes à 12 et 30 bras. Dans chacun des cas les matrices équivalentes ${D_{CC}}^{-1}(s)$ sont égales mais il est impossible de généraliser l'évolution des modes différentiels. Il ressort quand même de cette étude que quel que soit le nombre de bras en parallèle le mode commun sera de la forme :

$$mc = \frac{n}{R+nZ_c+2(L-M)s} \quad B.\ 9$$

Annexe C

Influence des Eléments Parasites du Module IGBT & Diode

Les gains des modes différentiels étant différent de $^{\alpha_{md}V_{DC}}/_{R}$ pour de faible valeur de courant, cette annexe tend à déterminer l'influence des éléments parasites des semi-conducteurs. Pour ce faire l'IGBT et la diode seront remplacé par des éléments non parfait comme montré sur la Figure C. 1.

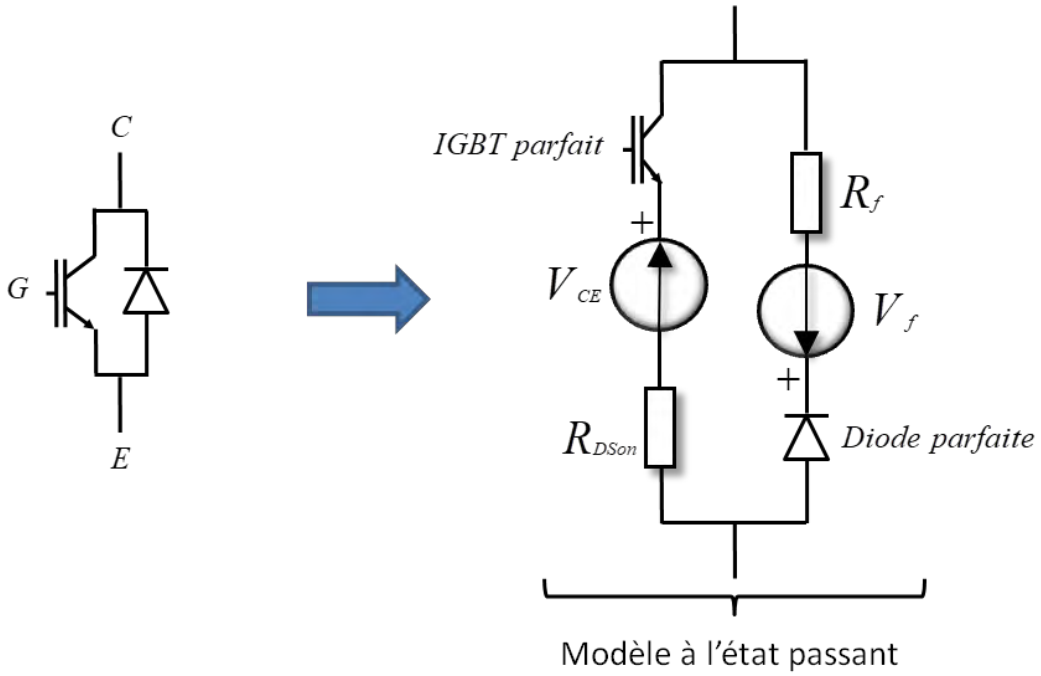


Figure C. 1 : Modèle IGBT & Diode avec Eléments Parasites

Ceci implique que lorsque l'IGBT est passant la tension de l'émetteur correspond à la tension appliquée sur le collecteur moins la tension de seuil mais aussi que la résistance est augmentée de R_{DSon}, il en va de même pour la diode.

Cette modélisation nécessite de connaître l'évolution des tensions de seuil et des résistances de l'IGBT et de la diode, ces deux technologies présentent les mêmes caractéristiques comportementales. De ce fait la Figure C. 2 montre l'évolution du courant en

fonction de la tension de l'IGBT (cette allure est applicable à la diode en modifiant les valeurs) pour le module utilisé : 2MBI100N-060 de chez Fuji Electric.

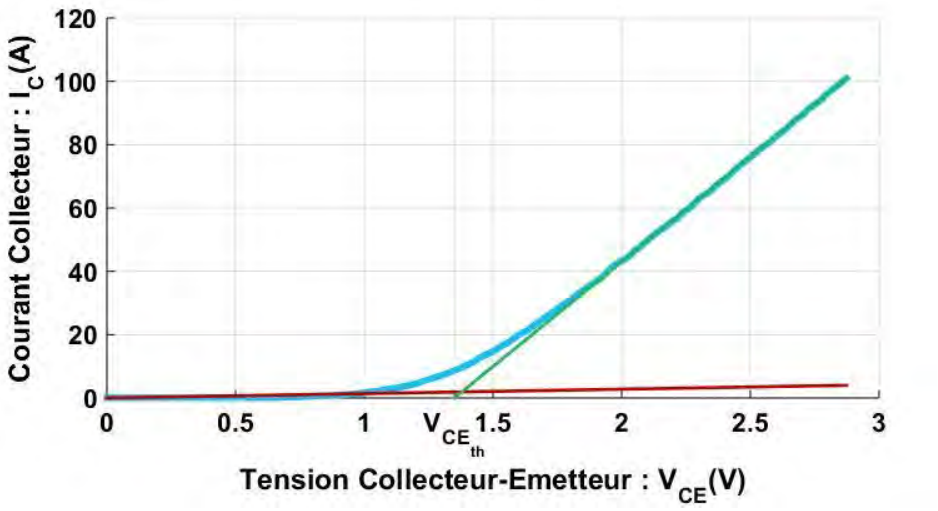


Figure C. 2 : Courant Collecteur en Fonction de la Tension Collecteur-Emetteur

Cette figure montre que l'IGBT présente deux modes de fonctionnement : un premier où il est dans un état résistif (pente rouge) et un deuxième où il se situe dans un état de fonctionnement dit normal (pente verte).

Les valeurs des pentes représentent l'inverse du R_{DSon} en fonction de l'état dans lequel se trouve le composant. Ainsi les paramètres de l'IGBT et de la diode sont donnés pour les parties rouge et verte respectivement :

$$\begin{cases} V_{CE_{th}} = 0\ V \\ R_{DSon} = 1{,}17\ \Omega \\ V_{f_{th}} = 0\ V \\ R_f = 0{,}47\ \Omega \end{cases} \quad et \quad \begin{cases} V_{CE_{th}} = 1{,}35\ V \\ R_{DSon} = 7\ m\Omega \\ V_{f_{th}} = 1{,}7\ V \\ R_f = 7\ m\Omega \end{cases} \qquad C.\ 1$$

En prenant en compte ces éléments parasites les gains des modes différentiels sont donc modifiés ainsi si le courant du bras est positif (pour un courant négatif il faut remplacer α par $(1-\alpha)$) :

$$G_{md} = \frac{\alpha_{md}\left(V_{DC} - \alpha V_{CE_{th}} - (1-\alpha)V_{f_{th}}\right)}{R_{md} + \alpha R_{DSon} + (1-\alpha)R_f} \qquad C.\ 2$$

En fonctionnement résistif, la résistance différentielle présente une valeur plus faible que les résistances de l'IGBT et de la diode (1/10). En fonctionnement normale, ces résistances sont négligeables tout comme les tensions de seuil vis-à-vis de la tension d'entrée (2%).

De ce fait afin de limiter l'influence des éléments parasites des modules IGBT il est nécessaire de se placer en fonctionnement normal.

Annexe D

Base de Régulation et Réalisation Numérique

Du fait de la modélisation mise en place l'excitation d'un courant de mode commun ou de mode différentiel est liée à un échelon sur un rapport cyclique de la base MC/MD. En fonction de la méthode utilisée cet échelon va se répartir différemment sur les rapports cycliques de bras et ainsi être responsable de plus ou moins de disparité entre les courants de bras. Cette disparité est due à la matrice de passage P. La lecture de chaque matrice colonne par colonne permet de déterminer comment se répartira un échelon dans la base MC/MD sur les rapports cycliques.

La Figure D. 1 montre la répartition des courants suite à un échelon sur le rapport cyclique différentiel 1 avec la méthode MCA.

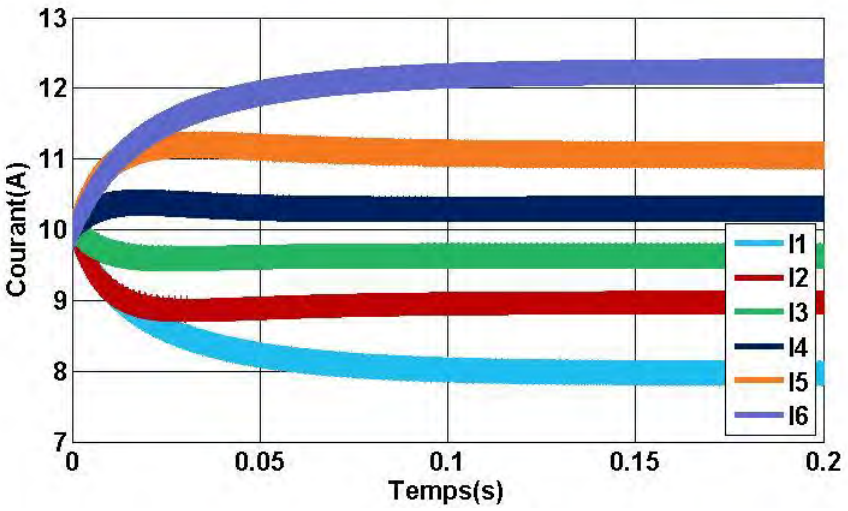


Figure D. 1 : Répartition des Courants de Bras suite à un Echelon sur le Rapport Cyclique Différentiel 1 pour la Méthode MCA

Dans ce cas les courants 1 et 6 sont les plus éloignés l'un de l'autre. Il faut donc s'assurer pour chaque méthode que la répartition d'un échelon dans la base MC/MD sur les rapports cycliques de bras n'entraine pas de saturation magnétique.

Cette répartition pose problème lors de la réalisation numérique. En effet il a été vu dans II.2.B que du fait de la quantification du système le pas minimal de variation des rapports cycliques était de :

$$\Delta\alpha_{\min} = \frac{1}{\mathrm{Max_{Count}}} \qquad \text{D. 1}$$

Il faut donc s'assurer que lorsque l'échelon de rapport cyclique différentiel se réparti sur les rapports cycliques de bras chaque coefficient soit bien supérieur à $\Delta\alpha_{\min}$.

Afin d'illustrer ce principe les équations du rapport cyclique 3 sont données pour les 4 méthodes (la méthode diagonale pour un coupleur monolithique est identique à la méthode ECM) pour un système à 6 bras.

$$\begin{cases} \text{Diag (CC)} : \alpha_3 = (\alpha_{\mathrm{mc}} + \alpha_{\mathrm{md2}} - \alpha_{\mathrm{md3}} - \alpha_{\mathrm{md5}})/6 \\ \text{ECM} : \alpha_3 = \alpha_{\mathrm{mc}}/6 - \alpha_{\mathrm{md3}} \\ \text{MCMD} : \alpha_3 = (\alpha_{\mathrm{mc}} - \alpha_{\mathrm{md1}} - 2\alpha_{\mathrm{md2}} + 3\alpha_{\mathrm{md3}} + 2\alpha_{\mathrm{md4}} + \alpha_{\mathrm{md5}})/6 \\ \text{MCA} : \alpha_3 = (\alpha_{\mathrm{mc}} - \alpha_{\mathrm{md1}} - 4\alpha_{\mathrm{md2}} - 9\alpha_{\mathrm{md3}} - 4\alpha_{\mathrm{md4}} - \alpha_{\mathrm{md5}})/6 \end{cases} \qquad \text{D. 2}$$

Les rapports cycliques différentiels étant gérés indépendamment les uns des autres la contribution de chacun sur les rapports cycliques de bras doit être supérieure à $\Delta\alpha_{\min}$. Par exemple avec la méthode MCA le rapport cyclique différentiel 1 doit varier d'un pas de $6 \times \Delta\alpha_{\min}$. Le Tableau D. 1 montre ainsi les pas minimaux pour chaque méthode en fonction du rapport cyclique différentiel.

	Pas de variation ($\Delta\alpha^*$)				
Méthodes	α_{md1}	α_{md2}	α_{md3}	α_{md4}	α_{md5}
Diag (CC)	$6 \times \Delta\alpha_{\min}$	$6 \times \Delta\alpha_{\min}$	$6 \times \Delta\alpha_{\min}$	$6 \times \Delta\alpha_{\min}$	$6 \times \Delta\alpha_{\min}$
ECM	$\Delta\alpha_{\min}$	$\Delta\alpha_{\min}$	$\Delta\alpha_{\min}$	$\Delta\alpha_{\min}$	$\Delta\alpha_{\min}$
MCMD	$6 \times \Delta\alpha_{\min}$	$3 \times \Delta\alpha_{\min}$	$2 \times \Delta\alpha_{\min}$	$3 \times \Delta\alpha_{\min}$	$6 \times \Delta\alpha_{\min}$
MCA	$6 \times \Delta\alpha_{\min}$	$1{,}5 \times \Delta\alpha_{\min}$	$2 \times \Delta\alpha_{\min}$	$1{,}5 \times \Delta\alpha_{\min}$	$6 \times \Delta\alpha_{\min}$

Tableau D. 1 : Pas Minimal des Rapports Cycliques de Modes Différentiels en Numérique

Annexe E
Dimensionnement Des Filtres de Mesures

Les filtres de mesure mis en place sont des filtres actifs passe-bas d'ordre 2 réalisés à l'aide de la structure de Rauch représentée sur la Figure E. 1.

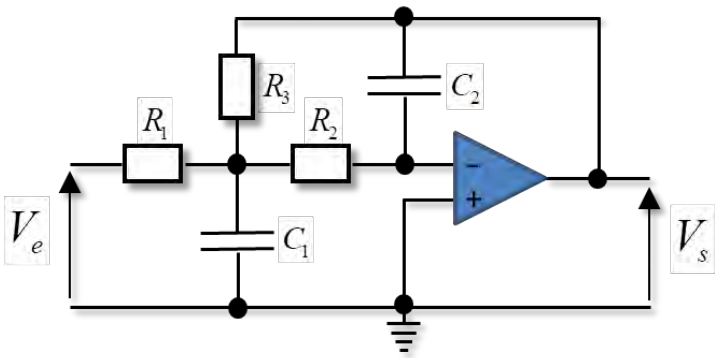


Figure E. 1 : Filtre Actif Passe-Bas du 2ème Ordre - Structure de Rauch

La fonction de transfert du filtre est donc :

$$F(s) = \frac{R_3/R_1}{1+\left(C_1(R_2+R_3)+{}^{C_1R_2R_3}/_{R_1}\right)s+C_1C_2R_2R_3s^2} \qquad E.\ 1$$

Afin d'obtenir un filtre passe-bas d'ordre 2 avec un pôle double il faut identifier le dénominateur de E. 1 avec :

$$P(s) = \left(1+\frac{s}{\omega_{filtre}}\right)^2 = 1+\frac{2}{\omega_{filtre}}s+\frac{1}{{\omega_{filtre}}^2}s^2 \qquad E.\ 2$$

Soit :

$$\omega_{filtre} = 2\frac{R_1}{C_1}\left[\frac{1}{R_2R_3+R_1(R_2+R_3)}\right] \qquad et \qquad \omega_{filtre} = \sqrt{\frac{1}{C_1C_2R_2R_3}} \qquad E.\ 3$$

Pour des courants de bras à f_{dec} les filtres de mesure sont placés une décade en dessous de la fréquence de découpage, soit $\omega_0 = 12\,566\,rad/s$. Il faut donc déterminer les valeurs des paramètres du filtre afin d'égaliser ω_{filtre} et ω_0. Les valeurs calculées sont :

$$R_1 = 750\ \Omega \qquad R_2 = 5{,}1\ k\Omega \qquad R_3 = 1{,}3\ k\Omega$$
$$C_1 = 10\ nF \qquad C_2 = 100\ nF \qquad \textit{E. 4}$$

Ainsi d'après E. 3 :

$$\omega_{filtre1} = 13\,123\ rad/s \qquad et \qquad \omega_{filtre2} = 12\,281\ rad/s \qquad \textit{E. 5}$$

La Figure E. 2 montre le diagramme de bode de ce filtre en simulation et en expérimentation.

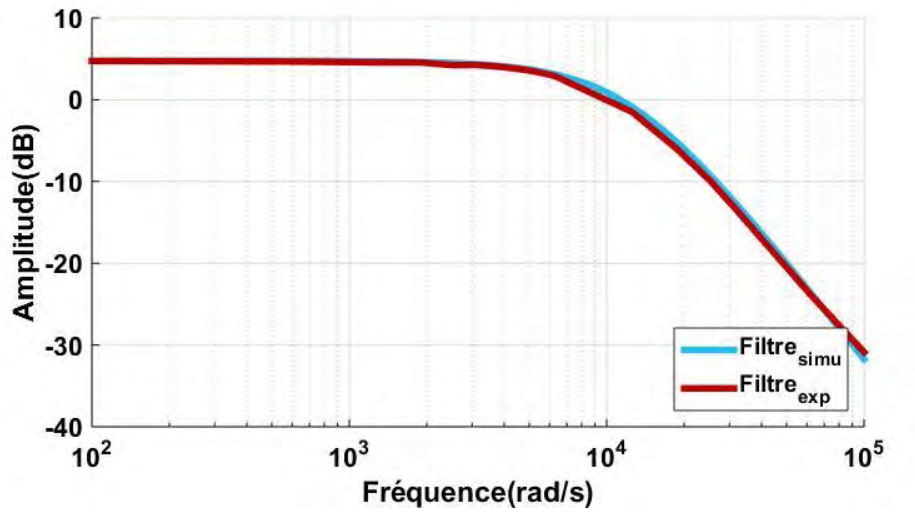


Figure E. 2 : Diagramme de Bode du Filtre de Mesure

Ainsi le filtre se comporte bien comme un filtre passe-bas de second ordre avec une fréquence de coupure 2,07 kHz $(\omega_c = 13\,006\ rad/s)$.

Le **Erreur ! Référence non valide pour un signet.** donne les paramètres des filtres de mesures mis en place en fonction des fréquences de coupure.

	Fréquence de Coupure		
	$\frac{f_{dec}}{10}$	$\frac{6f_{dec}}{10}$	$\frac{12f_{dec}}{10}$
R_1	750 Ω	680 Ω	680 Ω
R_2	5,1 kΩ	680 Ω	680 Ω
R_3	1,3 kΩ	680 Ω	680 Ω
C_1	10 nF	10 nF	10 nF
C_2	100 nF	47 nF	10 nF

Tableau E. 1 : Valeurs des Paramètres des Filtres de Mesures