

École doctorale n° 432 : Sciences des Métiers de l'Ingénieur

Doctorat ParisTech

THÈSE

pour obtenir le grade de docteur délivré par

l'École Nationale Supérieure d'Arts et Métiers

Spécialité " Génie Electrique "

présentée et soutenue publiquement par

Paul SANDULESCU

le 06 Septembre 2013

Modélisation et commande d'un système à trois phases indépendantes à double fonctionnalité : Traction Électrique et Chargeur Forte Puissance pour application automobile

Directeur de thèse : **Eric SEMAIL**

Co-encadrement de la thèse : **Xavier KESTELYN**

Co-encadrement de la thèse : **Antoine BRUYERE**

Jury

M. Luc LORON, Professeur des universités, IREENA, Polytech'Nantes

M. Pascal MAUSSION, Professeur des universités, LAPLACE, INP de Toulouse

M. Eric MONMASSON, Professeur des universités, SATIE, Université Cergy Pontoise

M. Damien FLIELLER, Maître de Conférences, GREEN, INSA de Strasbourg

M. Eric SEMAIL, Professeur des universités, L2EP, Arts et Métiers PARISTECH/ ENSAM

M. Xavier KESTELYN, Maître de Conférences HdR, L2EP, Arts et Métiers PARISTECH/ ENSAM

M. Antoine BRUYERE, Docteur, Ingénieur-expert, Valeo PowerTrain Systems

Président

Rapporteur

Rapporteur

Examinateur

Examinateur

Examinateur

Examinateur

T
H
È
S
E

Avertissement

Ces travaux de thèse ont été effectués à l'École Nationale Supérieure d'Arts et Métiers (Arts et Métiers ParisTech, centre de Lille) au sein du Laboratoire d'Électrotechnique et d'Électronique de Puissance de Lille (L2EP). La thèse a été effectuée dans le cadre du projet SOFRACI (Structure Onduleur Fort Rendement À Fonction Charge Intégrée), projet labellisé par le pôle MOVEO, en collaboration avec l'entreprise VALEO PowerTrain Systems qui pilotait le consortium créé à cet effet, regroupant d'autres partenaires académiques et industriels (Leroy-Somer, DUONS MCO, ELECTRICFIL Automotive, IFSTTAR LTN, ESTACA, LGEP/ SUPELEC, G2ELab/ Grenoble INP-UJF). Ces travaux ont été financés dans le cadre du programme FUI8, destiné à soutenir la recherche appliquée.

Je tiens à remercier le Ministère de l'Économie, de l'Industrie et de l'Emploi pour leur soutien financier.



Remerciements

Depuis 2009, je vis une expérience humaine et scientifique remarquable. Mais cela n'a pas pu se faire tout seul. Je tiens ainsi à remercier toutes les personnes qui ont participé à mon parcours.

J'adresse d'abord mes remerciements à Monsieur Florin Ionescu, Professeur des Universités à Politehnica Bucarest, pour m'avoir proposé le stage de fin d'étude dans le cadre de l'équipe Commande du Laboratoire d'Électrotechnique et Électronique de Puissance de Lille (L2ep). C'est grâce à ce stage (qui a duré quatre mois) que j'ai découvert une nouvelle culture, un nouveau pays et, plus particulièrement, un monde académique qui m'était auparavant peu connu. J'adresse à ce sens mes plus vifs remerciements à Madame Betty Lemaire-Semail, Professeur des Universités à Polytech'Lille et Directeur du laboratoire L2ep, pour m'avoir accueilli, pour avoir dirigé mon stage et pour ses conseils et encouragements qui m'ont permis de m'engager ensuite dans la réalisation de cette thèse.

Je tiens ensuite à remercier les institutions dans le cadre desquelles j'ai travaillé et évolué, en commençant par l'Institut de Recherche sur les Composants logiciels et matériels pour l'Information et la Communication Avancée (IRCICA), ensuite le Laboratoire d'Électrotechnique et Électronique de Puissance de Lille et finalement à l'École Nationale Supérieure d'Arts et Métiers ParisTech pour leur accueil, le fait d'avoir mis à ma disposition les éléments nécessaires à ma formation, et pour l'aide administratif dont j'ai bénéficiée.

À la fin de cette période, j'adresse mes remerciements à Monsieur Luc Loron, Professeur des Universités, IREENA, Polytech'Nantes, de m'avoir fait l'honneur de présider le jury de thèse et d'avoir été examinateur de mes travaux. Je suis reconnaissant à Monsieur Pascal Maussion, Professeur des Universités, LAPLACE, INP de Toulouse et Monsieur Eric Monmasson, Professeur des Universités, SATIE, Université Cergy Pontoise, d'avoir accepté de rapporter cette thèse. Je remercie également Monsieur Damien Flieller, Maître de Conférences, GREEN, INSA de Strasbourg, d'avoir été examinateur de cette thèse. Leurs observations et conseils m'ont permis d'améliorer ce mémoire de thèse.

J'adresse tous mes remerciements à Antoine Bruyère, Docteur Ingénieur-expert à Valeo Power Train Systems, pour m'avoir permis de travailler avec Valeo, pour sa confiance et la liberté qu'il m'a offert pendant ces trois années de thèse. Je tiens, Antoine, à te remercier également pour ta disponibilité et pour m'avoir toujours soutenu malgré ma façon difficile de présenter mes travaux.

Un merci appuyé à Xavier Kestelyn, Maître de Conférences HDR à Arts et Métiers Paristech centre de Lille, pour sa totale disponibilité comme co-encadrant de ma thèse, ainsi que pour m'avoir apporté son savoir en modélisation numérique et en commande des systèmes. Je souhaite également le remercier pour son amitié et toutes nos discussions quotidiennes.

Je voudrais exprimer toute ma reconnaissance à mon directeur de thèse, Éric Semail, Professeur des Universités à Arts et Métiers ParisTech centre de Lille. En plus de son remarquable suivi scientifique, de sa totale implication dans mon travail de thèse, de son suivi administratif et des conditions de travail exceptionnelles qu'il a mis à ma disposition, je lui suis reconnaissant pour ses uniques qualités

humaines qui m'ont chaperonnées tout au long de la thèse. Je suis conscient de la chance que j'ai eu de vous avoir rencontré et d'avoir pu profiter de toute l'énergie que vous avez dépensée pour ma formation scientifique et humaine. Merci !

Je tiens à remercier mes collègues de laboratoire, L2ep (Arts et Métiers, IRCICA et Université Lille 1) et LSIS, avec lesquels j'ai partagé des moments de détente ; dans la désordre : Ky, Frédéric, François, Adil, Hung, Ivan, Yvan, Hicham, Thomas, Sijun (Steve), Pierre, Laure (merci pour les bonnes crêpes !), Christophe, Karim, Quang, Tony, Zuqi, Zifu, Walter, Alain, Philippe, Claire, Julien, Frédéric, Michel, Adel, Marouene, Alain, Stéphane, Nadime, Laurent (Lolo), Richard, Franck (merci pour ton aide précieuse pour le montage photo/vidéo et pour ta bonté).

Mes remerciements s'adressent également à Bassel et Li, mes collègues d'équipe et de bureau avec lesquels j'ai partagé mes années de thèse. Un merci particulier à Bassel pour son amitié et sa patience envers quelqu'un avec des vagues connaissances sur la conception des machines électriques.

Merci à Luc, Gérard et Marc, pour leur aide au développement du banc expérimental mais aussi pour les moments passés en leur compagnie.

Un merci particulier à Fabien avec qui j'ai partagé le bureau pendant la dernière année de thèse. Je te suis reconnaissant pour ta disponibilité, ton aide, tes réponses à mes (nombreuses) questions et ta bonne humeur (le grand prophète *Belle vie* a dit : « rien ne vient tout seul de nos jours... »). Je ne te souhaite que de bonnes choses et j'espère qu'on pourra un jour retravailler ensemble.

Un grand merci à Lahoucine et Sébastien, pour m'avoir permis d'apprendre à travailler avec le FPGA. J'ai appris beaucoup auprès de vous, notamment des choses sur lesquelles je n'aurais pas pu me former dans le cadre du laboratoire.

Mes remerciements s'adressent également, de façon plus personnelle à Radu, Mircea et Razvan, mes trois copains de faculté, avec qui j'ai partagé des nombreux moments d'amitié.

Enfin, je voudrais remercier mes parents. Je leur suis reconnaissant pour tous les sacrifices qu'ils ont fait pour moi. Je leur remercie pour leur soutien et leurs encouragements qui m'ont permis de réaliser l'ensemble de mon parcours qui, aujourd'hui se concrétise en ce travail de thèse.

Olimpia, toi je te remercie le plus, d'une part pour tout ton aide sans laquelle cette thèse n'aurait jamais été possible, mais, plus particulièrement, je te suis reconnaissant pour ton amour, ton soutien et pour m'avoir compris et accepté pendant ces dernières années...

Table des matières

Table des matières	iii
Glossaire	vi
Liste des figures	ix
Liste des tableaux	xv
1. CONTEXTE – ÉTAT DE L'ART	1
1.1. Groupe motopropulseur pour l'automobile, l'impact global pour l'économie et l'environnement	3
1.2. Le projet SOFRACI	5
1.2.1. Présentation du projet – enjeux et verrous technologiques.....	5
1.2.2. Structure innovante SOFRACI et objectifs.....	6
1.3. Machines à trois phases indépendantes	9
1.3.1. Travail et positionnement hors laboratoire	10
1.3.2. Travaux et positionnement dans le cadre du laboratoire	13
1.3.3. Modèles d'étude de la machine électrique.....	14
1.3.3.1. Cas d'une machine électrique à pôles lisses à fem non sinusoïdale.....	15
1.3.3.2. Cas d'une machine à effet de saillance à fem non sinusoïdale.....	17
1.3.4. Modèle pour l'onduleur de tension	19
1.4. Résumé – conclusions	20
2. GESTION DE LA COMPOSANTE HOMOPOLAIRE HAUTE FREQUENCE	21
2.1. Modélisations vectorielles de l'onduleur à 6 bras	23
2.1.1. Définition d'un espace de dimension 6.....	23
2.1.2. Projection dans un espace de dimension 3.....	25
2.1.2.1. Représentation graphique	26
2.1.2.2. Analyse des familles de vecteurs	28
2.2. Stratégies possibles en MLI	29
2.2.1. MLI intersective.....	30
2.2.1.1. MLI intersective 2 Niveaux.....	30
2.2.1.2. MLI intersective 3 Niveaux Simple Modulation	33
2.2.1.3. MLI intersective 3 Niveaux Double Modulation	35
2.2.2. MLI vectorielle Z-SVM	36
2.3. Comparaison des stratégies en simulation	39
2.3.1. L'effet de la composante homopolaire – onduleur à commutation idéale	39
2.3.2. L'effet de la composante homopolaire – onduleur à commutation non idéale	41
2.3.3. Prise en compte des phénomènes de saturation et des durées minimales de conduction	44
2.3.4. Prise en compte des capacités parasites.....	46
2.4. Résumé – conclusions	47

3.	CONTROLE DE LA COMPOSANTE HOMOPOLAIRE BASSE FREQUENCE.....	49
3.1.	Spécificités d’une structure à trois phases indépendantes.....	51
3.1.1.	Impact sur le couple.....	51
3.1.2.	Impact sur la saturation de l’onduleur en tension et en courant	54
3.1.3.	Impact sur les pertes Joule.....	59
3.1.4.	L’impact de l’inductance homopolaire sur la boucle de régulation	60
3.1.5.	Résumé.....	64
3.2.	Stratégies de commande avec composante homopolaire.....	64
3.2.1.	Fonctionnement en mode non-defluxé de la machine à 3 phases indépendantes	66
3.2.1.1.	Optimisation de l’espace courant.....	67
3.2.1.2.	Optimisation de l’espace tension – prise en compte de la saturation de l’onduleur	72
3.2.2.	Fonctionnement en mode defluxé de la machine à 3 phases indépendantes.....	77
3.2.2.1.	Défluxage sur la machine principale (M1)	77
3.2.2.2.	Prise en compte de la machine homopolaire dans le défluxage	93
3.2.2.3.	Fonctionnement en défluxage avec commande V_h nulle (mode M3)	95
3.2.2.4.	Fonctionnement en défluxage avec surmodulation (mode M2)	95
3.2.2.5.	Deux stratégies de fonctionnement en défluxage avec un courant homopolaire nul	96
3.2.2.6.	Comparaison des stratégies de gestion de la saturation de l’onduleur	103
3.2.2.7.	Fonctionnement en défluxage avec une commande optimale générale	106
3.3.	Résumé – conclusions	106
4.	BANC D’ESSAI, IMPLEMENTATION ET VALIDATION DES ALGORITHMES	109
4.1.	Présentation du banc	111
4.2.	Le système en temps réel	112
4.2.1.	Environnement FPGA	113
4.2.2.	Environnement CPU	114
4.2.3.	Implémentation sur FPGA	114
4.2.4.	Implémentation des algorithmes de contrôle sur le processeur	119
4.3.	Essais expérimentaux et validations	120
4.3.1.	Stratégies de pilotage de l’onduleur – résultats	120
4.3.1.1.	Stratégie « 2 Niveaux »	121
4.3.1.2.	Stratégie « 3 Niveaux Simple Modulation ».....	121
4.3.1.3.	Stratégie « 3 Niveaux Double Modulation ».....	122
4.3.1.4.	Stratégie « Z SVM ».....	122
4.3.1.5.	Comparaison des stratégies de pilotage sur une plage de vitesse	123
4.3.2.	Stratégies de contrôle – résultats	125
4.3.2.1.	Stratégie de contrôle à tension homopolaire nulle ($V_h=0$)	125
4.3.2.2.	Stratégies de contrôle à courant homopolaire nul ($\langle I_h \rangle=0$)	128
4.3.2.3.	Comparaison des stratégies de contrôle sur une plage de vitesse	133
4.4.	Résumé – conclusions	135
5.	CONCLUSIONS GENERALES ET PERSPECTIVES	137

6.	ANNEXES	141
6.1.	Module SOGI (Second Order Generalized Integrator)	143
6.2.	Prototype SOFRACI.....	145
6.3.	Stratégies de contrôle hors défluxage – optimisation de l’espace courant	147
6.4.	Stratégies de contrôle hors défluxage – optimisation de l’espace tension	151
6.5.	Calcul des paramètres des correcteurs.....	156
6.6.	Modèle électrique de la machine à trois phases indépendantes.....	158
6.6.1.	Modèle électrique de la machine dans le repère naturel	158
6.6.2.	Modèle électrique de la machine dans le repère de Concordia	161
6.6.3.	Modèle électrique de la machine dans le repère rotorique	165
6.7.	Validation du modèle électrique.....	170
6.7.1.	Validation du modèle électrique de la machine	170
6.7.2.	Validation du modèle électrique de l’onduleur	172
6.7.2.1.	Stratégie « 2 Niveaux »	173
6.7.2.2.	Stratégie « 3 Niveaux Simple Modulation ».....	173
6.7.2.3.	Stratégie « 3 Niveaux Double Modulation ».....	175
6.7.2.4.	Stratégie « Z SVM ».....	176
6.8.	L’impact des harmoniques supplémentaires sur la commande.....	177
6.9.	Le projet SOFRACI	179
6.10.	Zooms de figures.....	180
7.	BIBLIOGRAPHIE	186

Glossaire

Abréviations :

a	AIO	Analog Input/ Output
c	CPU	Central Processing Unit
d	DIO	Digital Input/ Output
	DPWM	Discontinuous Pulse-width modulation
	DM	Double Modulation
f	fem	Force électromotrice
	FPGA	Field-programmable gate array
m	M0, M0'	Machine fictive homopolaire (primaire, secondaire)
	M1	Machine fictive principale
	M2	Machine fictive secondaire
	M3	Machine fictive tertiaire
	MLI	Modulation de Largeur d'Impulsions
	MSAP	Machine Synchrone à Aimants Permanents
	MTPA	Maximum Torque Per Ampere
	MTPV	Maximum Torque Per Voltage
p	PCIe	Peripheral Component Interconnect express
	PI, I	Proportionnelle Intégrale, Intégrale
	PTHIPWM	Progressive Third Harmonic Injection Pulse-Width Modulation
r	REM	Représentation Énergétique Macroscopique
	RTSI	Real-Time System Integration
	RTW	Real-Time Workshop
s	SM	Simple Modulation
	SMM	Système Multimachines Multiconvertisseurs
	SVM ou SVPWM	Space Vector Modulation, Space Vector Pulse-Width Modulation
	SOGI	Second Order Generalized Integrator
t	THIPWM	Third Harmonic Injection Pulse-Width Modulation
v	VHDL	Very-high-speed integrated circuits Hardware Description Language
x	XSG	Xilinx System Generator

Grandeurs électriques, magnétiques et mécaniques :

c	CH6	Coefficient de sécurité associé à l'harmonique 6
e	e_x ou \vec{e}_s	Force électromotrice de la phase x, Vecteur de la force électromotrice dans le repère statorique
	e_h	Force électromotrice homopolaire
	$\vec{e}_{\alpha\beta}$	Composantes $\alpha\beta$ du vecteur de la force électromotrice dans le repère de Concordia
	e_{M0}	Force électromotrice associée à la machine M0
	\vec{e}_{M1}	Vecteur de la force électromotrice associé à la machine M1
f	f_{fond}	Fréquence associée à l'harmonique fondamental
	f_{MLI}	Fréquence MLI
h	H_x	Harmonique de rang x
i	$\vec{i}_{\alpha\beta}$	Composantes $\alpha\beta$ du vecteur du courant de phase dans le repère de Concordia
	i_d, I_d	Courant sur l'axe d (repère rotorique)
	i_{DC}	Courant du bus continu

	$I_{d DFX}$	Références de courant de défluxage générées par la régulation intégrale
	$I_{d \min}$	Courant minimal autorisé sur l'axe d
	$I_{dq@I_{dq \max}}$	Courants sur les axes d et q en régime de courant maximal
	$I_{dq@I_{dq \Delta=0}}$	Courant sur les axes d et q en régime MTPV
	$I_{dq DFX \text{ Modèle}}$	Références de courant de défluxage générées analytiquement à l'aide du modèle électrique de la machine (repère rotorique)
	$I_{dq \max}$	Valeur maximale dans le plan dq de courant
	i_h	Courant homopolaire
	i_{hDQ}	Composantes en quadrature du courant homopolaire en repère fictif stationnaire
	\hat{I}_{H1}	Valeur crête du courant associé à l'harmonique fondamental (H1)
	i_{M0}	Courant associé à la machine M0
	\vec{i}_s, i_x ou \vec{i}_{abc}	Vecteur de courant de phase dans le repère naturel
	\vec{i}_{M1}	Vecteur de courant associé à la machine M1
	i_q, I_q	Courant sur l'axe q (repère rotorique)
k	k_{FEM_x}	Taux d'harmonique x dans la force électromotrice
	k_{IFW}	Gain d'intégration pour la régulation intégrale
	k_{I_x}	Taux d'harmonique x dans le courant
	\hat{K}_t	Constante de la force électromotrice
l	L_d	Inductance sur l'axe d (repère rotorique)
	L_h	Inductance homopolaire (repère de Concordia/ rotorique)
	L_{m0}	Composante non saillante de l'inductance d'une phase qui comporte l'inductance magnétisante et l'inductance des fuites
	L_{mn0}	Composante non saillante de l'inductance mutuelle
	$L_{m2}, L_{m4}, L_{mn2}, L_{mn4}$	Harmoniques 2 et 4 des termes de saillance des inductances propres et mutuelles
	L_q	L'inductance sur l'axe q (repère rotorique)
	L_{ss}	Matrice d'inductance statorique
m	\vec{m}_{ond}	Vecteur fonction de modulation de l'onduleur
	$M_{x,x}$	Inductance totale de la phase x
	$M_{x,y}$	Inductance mutuelle totale entre phases x et y
n	N_{ph}	Nombre de phases
p	p	Nombre de paires des pôles
	p_{em}	Puissance électromagnétique
	p_j	Pertes par effet Joule
	p_{rel}	Puissance réluctante
	p_w	Puissance magnétique
r	R_{ON}	Résistance du modèle équivalent du semi-conducteur
	R_s	Résistance statorique
t	T	Couple total
	T_{fall}	Durée de descente du courant
	T_M	Couple maximal
	T_{M0}, T_h	Couple homopolaire ou associé à la machine fictive M0
	T_{M1}	Couple associé à la machine fictive M1
	T_{MLI}	Période MLI
	T_N	Couple nominal
	T_r	Couple résistant

	T_{tail}	Durée du courant de traînée
\mathbf{v}	$\vec{v}_{\alpha\beta}$	Composantes $\alpha\beta$ du vecteur de la tension de phase dans le repère de Concordia
	V_f	Tension à l'état passant des semi-conducteurs
	V_d	Tension sur l'axe d (repère rotorique)
	V_{DC}	Tension du bus continu
	$V_{dq \text{ max}}$	Valeur maximale dans le plan dq de tension garantissant le fonctionnement à la limite de saturation de l'onduleur
	v_h	Tension homopolaire
	V_{hDQ}	Composantes en quadrature de la tension homopolaire en repère fictif stationnaire
	V_{hd}, V_{hq}	Composantes en quadrature de la tension homopolaire en repère fictif tournant
	v_{M0}	Tension associée à la machine M0
	\vec{v}_{M1}	Vecteur tension associé à la machine M1
	\vec{v}_s ou \vec{v}_{abc}	Vecteur de tension de phase dans le repère naturel
	V_q	Tension sur l'axe q (repère rotorique)
γ	γ	Coefficient de surestimation des paramètres
ε	$\varepsilon, \vec{\varepsilon}_{abc}, \vec{\varepsilon}_s^{NPh}, \varepsilon_h$	Force électromotrice normalisée par la vitesse mécanique
θ	θ_m	Position mécanique
τ	τ_h	Constante de temps homopolaire
ϕ	$\phi_{I_{1x}}$	Déphasage relatif entre les harmoniques 1 et x du courant
	ϕ_{13}	Déphasage relatif entre les harmoniques 1 et 3 de tension de référence
	$\phi_{FEM_{1x}}$	Déphasage relatif entre les harmoniques 1 et x de la fem
ψ	$\vec{\psi}_{abc}$	Flux magnétique (repère naturel)
	$\psi_{M,1}$	Flux des aimants (prise en compte de l'harmonique fondamental, repère rotorique)
	$\vec{\psi}_{r abc}$	Flux magnétique créé par les aimants rotoriques (repère naturel)
	$\vec{\psi}_{s abc}$	Flux magnétique créé par les courants statoriques (repère naturel)
ω	ω_e	Vitesse électrique
	Ω_b	Vitesse de base
	Ω_m	Vitesse mécanique

Grandeurs mathématiques :

B_3	Base naturelle triphasée
B_6	Base naturelle hexaphasée
c	Base Concordia
C	Matrice de transformation de Concordia
dq	Axes du repère rotorique
h	Axe du repère homopolaire
I	Matrice unitaire
R	Matrice de rotation
T	Transposée
$\alpha\beta$	Axes du repère de Concordia

Liste des figures

Figure 1 Structure SOFRACI	7
Figure 2 Moteur et Onduleur de tension utilisés pour l'application SOFRACI	9
Figure 3 REM de la machine à trois phases indépendantes dans le repère découplé	16
Figure 4 Structure de commande en couple de la machine à trois phases indépendantes par inversion de la chaîne énergétique.....	17
Figure 5 Onduleur de tension trois niveaux couplé avec une machine à trois phases indépendantes.....	19
Figure 6 Espace de tension accessible avec une structure d'onduleur de tension monophasée	20
Figure 7 Topologie de l'alimentation étudiée.....	23
Figure 8 Présentation d'une phase de la machine connectée à l'onduleur en fonctionnement en mode traction avec la mise en évidence du point milieu de la bobine et les possibles capacités parasites associées	24
Figure 9 Présentation d'une phase de la machine connectée à l'onduleur en fonctionnement en mode traction sur l'hypothèse d'un espace de dimension trois pour les tensions.....	25
Figure 10 Représentation des vecteurs accessibles avec la structure à six bras d'onduleur en utilisant une base tridimensionnelle.....	27
Figure 11 Représentation des vecteurs accessibles avec la structure à six bras d'onduleur en utilisant une base tridimensionnelle ; projections dans une nouvelle base découplée (voir zoom en annexe 6.10)	27
Figure 12 L'espace fictif principal ($\alpha\beta$) et l'espace fictif homopolaire (h), normalisé par la tension V_{DC}	28
Figure 13 Modulation de type « 2 Niveaux » – vecteurs activés pendant une période MLI (voir zoom en annexe 6.10)	30
Figure 14 6 tétraèdres accessibles avec la modulation « 2 Niveaux » et leurs projections, six triangles en traits gras rouge et noir, sur le plan $\alpha\beta$ (voir zoom en annexe 6.10).....	31
Figure 15 Spectre harmonique en utilisant la stratégie « MLI 2 Niveaux » ($1 f [pu] = f_{MLI}$)	32
Figure 16 Modulation de type « 3 Niveaux Simple Modulation » – vecteurs activés pendant une période MLI (voir zoom en annexe 6.10)	33
Figure 17 Tétraèdres accessibles lors de la modulation « 3 Niveaux » et projections sur le plan $\alpha\beta$ (voir zoom en annexe 6.10).....	33
Figure 18 Spectre harmonique en utilisant la stratégie « MLI 3 Niveaux Simple Modulation » ($1 f [pu] = f_{MLI}$) ..	34
Figure 19 Modulation de type « 3 Niveaux Double Modulation » – vecteurs activés pendant une période MLI (voir zoom en annexe 6.10)	35
Figure 20 Spectre harmonique en utilisant la stratégie « MLI 3 Niveaux Double Modulation » ($1 f [pu] = f_{MLI}$) ..	36
Figure 21 Plan $\alpha\beta$ accessible et vecteurs utilisables lors de l'utilisation de la stratégie vectorielle de modulation	36
Figure 22 Modulation vectorielle « Z-SVM » – vecteurs activés pendant une période MLI (voir zoom en annexe 6.10)	37
Figure 23 Spectre harmonique en utilisant la stratégie « Z-SVM » ($1 f [pu] = f_{MLI}$)	38
Figure 24 Modulation « 2 Niveaux » utilisant un modèle d'onduleur avec commutation idéale.....	39
Figure 25 Modulation « 3 Niveaux SM » utilisant un modèle d'onduleur avec commutation idéale.....	40
Figure 26 Modulation « 3 Niveaux DM » utilisant un modèle d'onduleur avec commutation idéale	40
Figure 27 Modulation vectorielle « Z SVM » utilisant un modèle d'onduleur avec commutation idéale	41
Figure 28 Le courant homopolaire pour les quatre stratégies de pilotage de l'onduleur utilisant un modèle d'onduleur avec commutation idéale.....	41
Figure 29 Modulation « 2 Niveaux » utilisant un modèle d'onduleur à commutation non idéale	42
Figure 30 Modulation « 3 Niveaux SM » utilisant un modèle d'onduleur à commutation non idéale.....	42
Figure 31 Modulation « 3 Niveaux DM » utilisant un modèle d'onduleur à commutation non idéale	43
Figure 32 Modulation vectorielle « Z SVM » utilisant un modèle d'onduleur à commutation non idéale	43
Figure 33 Le courant homopolaire pour les quatre stratégies de pilotage de l'onduleur utilisant un modèle d'onduleur à commutation non idéale.....	43

Figure 34 Mise en évidence des zones de saturation pour l'implémentation des durées minimales de conduction	44
Figure 35 Gauche: Tension de référence accessible pendant la « Z SVM » avec prise en compte des durées minimales de conduction; Droite: vue sur le secteur défini par les vecteurs 14, 16 et 22.....	45
Figure 36 Le courant de phase et l'effet des capacités parasites en rapport avec la stratégie de modulation (résultats de simulations).....	46
Figure 37 Taux moyen d'oscillation dû aux capacités parasites pendant l'utilisation de la stratégie « 3 Niveaux DM » pour plusieurs fréquences MLI.....	47
Figure 38 Mise en évidence du déphasage relatif ϕ_{FEM13} calculé entre la fem fondamentale (H1) de la phase a et la fem homopolaire (H3) pour une machine triphasée	52
Figure 39 Gauche : Couple homopolaire normalisé représenté en fonction de l'angle mécanique et déphasage entre le courant et la fem homopolaire pour une machine électrique triphasée ; Droite : Représentation en deux dimensions du couple homopolaire normalisé, pour deux déphasages ϕ_{13}	53
Figure 40 Impact de l'homopolaire sur le couple électromagnétique total : a1) et b1) Gain en couple ; a2) et b2) Pulsation du couple par rapport au couple moyen. Figures a1) et a2) réalisées pour $k_{FEM3}/k_{FEM1}=0.024$ pu. Figures b1) et b2) réalisées pour $k_{FEM3}/k_{FEM1}=0.25$ pu.....	53
Figure 41 Impact de l'homopolaire sur le couple électromagnétique total dans le cas d'un déphasage ϕ_{13} pour un couple homopolaire moyen maximum ($\phi_{13}=\pi$)	54
Figure 42 Espace de tension accessible en fonction du couplage du point neutre pour une machine électrique triphasée : couplage étoile neutre isolé (hexagone) et couplage étoile neutre sorti (cube) [84].....	55
Figure 43 Mise en évidence de l'aspect de saturation en tension	56
Figure 44 Prise en compte de la saturation en tension par l'intervention sur H1	57
Figure 45 Prise en compte de la saturation en tension par l'intervention sur la phase de l'onde H3 avec déphasage relatif nul entre l'harmonique fondamental et l'harmonique trois	57
Figure 46 Pertes Joule, analyse spectrale du courant de phase et couple obtenu pour $k_{FEM3}/k_{FEM1}=0.024$ et pour trois stratégies de commande : pertes Joule optimales à couple constant (courbes bleues) ; pertes Joule minimales en autorisant uniquement les harmoniques un et trois du courant (courbes magenta) et la stratégie à courant sinusoïdal (courbes rouges)	59
Figure 47 Pertes Joule, analyse spectrale du courant de phase et couple obtenu pour $k_{FEM3}/k_{FEM1}=0.25$ et pour trois stratégies de commande : pertes Joule optimales à couple constant (courbes bleues) ; pertes Joule minimales en autorisant uniquement les harmoniques un et trois de courant (courbes magenta) et la stratégie à courant sinusoïdal (courbes rouges)	60
Figure 48 Exemple de machines : a) Machine à trois phases (12-8) conventionnelle ($L_h=0$) ; b) Machine à trois phases (12-8) avec mutuelle nulle ($L_h=L_{m0}$) [82].....	61
Figure 49 Circuit fictif homopolaire dans le repère de Park: v_h – tension générée par le module d'asservissement du courant, R – résistance statorique, L_h – inductance homopolaire, E_h – fem homopolaire	62
Figure 50 Impact du déphasage ϕ_v pour deux valeurs d'inductance homopolaire (1 pu=21 A_{eff})	63
Figure 51 Impact d'une erreur sur l'amplitude \hat{A}_v pour deux valeurs de l'inductance homopolaire (1 pu=21 A_{eff})	64
Figure 52 Schéma de commande du courant d'un axe fictif	64
Figure 53 Caractéristique couple – vitesse avec la mise en évidence du cahier des charges mécanique et limites d'alimentation.....	66
Figure 54 Plan couple-vitesse pour le fonctionnement en régime non-défluxé	67
Figure 55 Corrélations entre l'harmonique un et l'harmonique trois.....	68
Figure 56 Module de calcul pour la composante homopolaire du courant.....	69
Figure 57 Résultats des simulations pour la commande de surmodulation en courant.....	69
Figure 58 Rapport entre les pertes Joule pour la commande proposée et la commande à courant homopolaire nul pour les mêmes contraintes en courant.....	70

Figure 59 Amplitude crête du courant (harmonique un et trois) en fonction d'une erreur d'asservissement au niveau de la phase sur l'harmonique trois injectée.....	70
Figure 60 Spectres harmoniques des tensions homopolaires injectées pour une référence de tension égale à la limite de type « A1 » (voir Annexe 6.4, Figure 124) et une valeur de l'harmonique un (H1) égale à 1 pu	73
Figure 61 Spectres harmoniques des tensions homopolaires injectées pour une référence de tension égale à la limite de type « B1 » (voir Annexe 6.4, Figure 124) et une valeur de l'harmonique un (H1) égale $2/\sqrt{3}$ pu.....	74
Figure 62 Résultats des simulations pour la commande de surmodulation en tension	75
Figure 63 Fonctionnement en défluxage avec mise en évidence des étapes parcourues par le courant dans le repère dq.....	82
Figure 64 Régions de fonctionnement de la machine électrique: MTPA et défluxage	82
Figure 65 L'espace tension et l'espace courant pour un point de fonctionnement en défluxage dans le cas d'une machine à pôles lisses	83
Figure 66 Schéma bloc du calcul des courants de référence en défluxage pour une machine à pôles lisses en utilisant le modèle électrique en régime permanent	86
Figure 67 Les courbes couple – vitesse, la tension dq et le courant dq pour deux machines à pôles lisses : gauche - $L_d I_{dqmax} < \Psi_{M,1}$ droite - $L_d I_{dqmax} > \Psi_{M,1}$	87
Figure 68 L'influence de la résistance pendant le fonctionnement à la limite de saturation en tension	88
Figure 69 Prise en compte des phénomènes dynamiques.....	88
Figure 70 Effet sur le courant I_d par la prise en compte des phénomènes dynamiques	89
Figure 71 Défluxage à courant maximal pour une machine à saillance inverse ($L_q > L_d$)	90
Figure 72 Schéma bloc du calcul des courants de référence en défluxage – par modèle et par régulation en boucle fermée sur l'axe d	92
Figure 73 Module de défluxage par intégrateur	93
Figure 74 Gauche : L'espace accessible de la machine fictive principale lors du fonctionnement à $V_{ri}=0$ et la limite en tension associée ; Droite : Schéma de commande	95
Figure 75 Gauche : L'espace accessible de la machine fictive principale pendant le fonctionnement en surmodulation et la limite en tension associée ; Droite : Schéma de commande	96
Figure 76 L'espace accessible de la machine fictive principale en fonction de la composante homopolaire de tension (voir zoom en annexe 6.10)	97
Figure 77 Gauche : Tension disponible dans le repère dq en fonction de la vitesse mécanique et du taux d'harmonique trois dans la fem ; Droite : Schéma de commande à courant homopolaire nul.....	98
Figure 78 Corrélations entre les amplitudes de tension de l'harmonique un et trois pour différents déphasages relatifs ($V_{max}=1$ pu)	99
Figure 79 L'espace accessible de la machine fictive principale en fonction de la composante homopolaire de tension et du déphasage relatif ϕ_{13} nul (voir zoom en annexe 6.10).....	100
Figure 80 Schéma de la commande à courant homopolaire nul avec la prise en compte de l'amplitude et phase relative de l'harmonique trois par rapport au fondamental.....	101
Figure 81 Tension maximale disponible en fonction de la vitesse et pour différents taux d'harmonique trois présents dans la fem	102
Figure 82 Gain en couple par rapport à la stratégie non optimale ($I_{h,3}=0$)	103
Figure 83 Pour le prototype SOFRACI a) Tension accessible dans l'espace dq en fonction de la stratégie pour la machine homopolaire; b) Couple électromagnétique rapporté au couple obtenu par la stratégie à courant homopolaire nul avec optimisation de l'espace tension;	104
Figure 84 Courant homopolaire développé lors de la commande à tension homopolaire nulle et à surmodulation	104
Figure 85 Enveloppe de la fem homopolaire et phase relative par rapport à l'harmonique fondamental de tension.....	105
Figure 86 Puissance mécanique développée en fonction de la stratégie de commande utilisée	105
Figure 87 Schéma du banc expérimental	111

Figure 88 Diagramme de communication entre les modules.....	112
Figure 89 Flux de données partant du modèle CPU au modèle FPGA	112
Figure 90 ... du modèle vers l'implémentation en temps réel	113
Figure 91 Génération des triggers sur le FPGA.....	115
Figure 92 Exemple d'une implémentation sur FPGA des deux opérations algébriques – procédé a).....	115
Figure 93 Exemple d'une implémentation sur FPGA des deux opérations algébriques – procédé b).....	116
Figure 94 Schéma de la structure de commande implémentée sur le FPGA.....	116
Figure 95 Module Z-SVM implémenté sur le FPGA utilisant le procédé b) de programmation.....	118
Figure 96 Enchaînement d'événements sur le FPGA et leurs temps d'exécution (t_{EX}).....	119
Figure 97 Schéma de la structure de commande implémentée sur le processeur (module CPU)	120
Figure 98 a) Courant de phase et courant homopolaire pour la stratégie « 2 Niveaux » ; b) Analyse spectrale du courant de phase avec atténuation de 8.8 dB à 10 kHz par rapport au fondamental.....	121
Figure 99 a) Courant de phase et courant homopolaire pour la stratégie « 3 Niveaux Simple Modulation » ; b) Analyse spectrale du courant de phase avec atténuation de 26.4 dB à 10 kHz par rapport au fondamental....	122
Figure 100 a) Courant de phase et courant homopolaire pour la stratégie « 3 Niveaux Double Modulation » ; b) Analyse spectrale du courant de phase avec raie principale à 20 kHz atténuée de 32.4 dB par rapport au fondamental.....	122
Figure 101 a) Courant de phase et courant homopolaire pour la stratégie « Z SVM » ; b) Analyse spectrale du courant de phase avec composante à 10 kHz atténuée de 37.2 dB par rapport au fondamental.....	123
Figure 102 Atténuation du courant homopolaire à la fréquence MLI par rapport au fondamental égal à 16.4 [Å] (0.8 pu en régime nominal).....	123
Figure 103 Atténuation du courant homopolaire à la fréquence MLI par rapport au fondamental égal à 4.1 [Å] (0.2 pu en régime nominal).....	124
Figure 104 Résultats expérimentaux utilisant la stratégie de contrôle à tension homopolaire nulle associée à la stratégie « Z SVM » : a) courants (filtrés) dans le repère de Park ; b) et c) tension de référence dans l'espace dq ; d) tension de référence dans l'espace homopolaire ; e) vitesse mécanique	127
Figure 105 Résultats expérimentaux utilisant la stratégie de contrôle à tension homopolaire nulle associée à la stratégie « Z SVM » : tension de référence dans l'espace dq ; courant mesuré et filtré dans l'espace dq ; tension de référence dans l'espace naturel	128
Figure 106 Résultats expérimentaux utilisant la stratégie de contrôle à courant homopolaire nul associé à la stratégie « 3 Niveaux SM » : a) courants (filtrés) dans le repère de Park ; b) et c) tension de référence dans l'espace dq ; d) tension de référence dans l'espace homopolaire ; e) vitesse mécanique.....	130
Figure 107 Résultats expérimentaux utilisant la stratégie de contrôle à courant homopolaire nul associée à la stratégie « 3 Niveaux SM » : tension de référence dans l'espace dq ; courant mesuré et filtré dans l'espace dq ; tension de référence dans l'espace naturel.....	131
Figure 108 Résultats expérimentaux utilisant la stratégie de contrôle à courant homopolaire nul avec prise en compte de la phase relative φ_{13} et associée à la stratégie « 3 Niveaux SM » : a) courants (filtrés) dans le repère de Park ; b) et c) tension de référence dans l'espace dq ; d) tension de référence dans l'espace homopolaire ; e) vitesse mécanique.....	132
Figure 109 Résultats expérimentaux utilisant la stratégie de contrôle à courant homopolaire nul avec prise en compte de la phase relative φ_{13} et associée à la stratégie « 3 Niveaux SM » : tension de référence dans l'espace dq ; courant mesuré et filtré dans l'espace dq ; tension de référence dans l'espace naturel.....	133
Figure 110 Comparaison des stratégies de contrôle	134
Figure 111 SOGI – Second Order Generalized Integrator	143
Figure 112 Représentation graphique de Bode pour les signaux de sortie du SOGI	143
Figure 113 Exemple de l'implémentation de SOGI dans le cas de la détection de l'amplitude de la tension homopolaire.....	144
Figure 114 Schéma bloc pour le calcul du déphasage relatif entre l'harmonique un et l'harmonique trois	144
Figure 115 Relevés de fem à vide, mesurée et reconstruite	145
Figure 116 Analyse spectrale des harmoniques dans la fem à vide regroupés par machines fictives	146

Figure 117 Valeurs moyennes des inductances dans le repère rotorique	146
Figure 118 Gain en couple par ampère efficace en fonction du taux d'harmonique trois	147
Figure 119 Spectre harmonique du courant de phase pour la commande à pertes Joule optimale pour une référence de couple de 1 pu (normalisation par la valeur crête de courant de phase).....	148
Figure 120 Couple, courants dans le repère de Park et courants dans le repère naturel pour une machine à $k_{FEM3}=0.2$ pu et $\phi_{FEM13}=\pi$ pilotée en couple par ampère efficace maximal	149
Figure 121 Couple par ampère crête en fonction du taux d'harmonique trois	149
Figure 122 Pertes Joule en rapport à la stratégie utilisée pour la commande en couple par ampère crête maximal	150
Figure 123 Couple, courants dans le repère de Park et courants dans le repère naturel pour une machine à $k_{FEM3}=0.2$ pu et $\phi_{FEM13}=\pi$ utilisant une commande en couple par ampère crête maximal.....	150
Figure 124 Plan $\alpha\beta$ et les projections des vecteurs	151
Figure 125 Tension de référence dans le repère naturel (abc) et la projection associée sur le plan $\alpha\beta$ et sur la droite homopolaire	152
Figure 126 Formes d'onde dans le repère naturel pour une référence de tension égale à la limite de type « A1 », réalisées avec cinq méthodes de surmodulation : à gauche – tensions homopolaires ; à droite – tensions de phase [85] pour une référence maximale de l'harmonique à 1 pu	152
Figure 127 Formes d'onde dans le repère naturel pour une références de tension égale à la limite de type « Ia », réalisées avec cinq méthodes de surmodulation : à gauche – tensions homopolaires ; à droite – tensions de phase [85] pour une référence maximale de l'harmonique un ($2/\sqrt{3}$ pu)	154
Figure 128 Saturation de type « Ib ». À gauche : tension de phase ; À droite : spectre harmonique de la tension de phase.....	155
Figure 129 Diagramme de l'asservissement de courant	157
Figure 130 REM dans la base naturelle de la MSAP.....	161
Figure 131 Séquences positives et négatives pour les repères des machines fictives	162
Figure 132 Séquences positives et négatives pour les repères rotoriques des machines fictives.....	166
Figure 133 Schéma du principe de validation du modèle électrique de l'entraînement : gauche – configuration expérimentale ; droite – configuration simulation.....	170
Figure 134 Courants expérimentaux et simulés : gauche – repère naturel ; droite – repère de Park (machine M1)	170
Figure 135 Courants expérimentaux et simulés dans le repère de Concordia : gauche - machine principale ; droite machine homopolaire.....	171
Figure 136 Analyse spectrale des courants expérimentaux par rapport à l'analyse spectrale des courants issus des simulations.....	172
Figure 137 Courant de phase et courant homopolaire pour la stratégie « 2 Niveaux »	173
Figure 138 Courant de phase et courant homopolaire pour la stratégie « 3 Niveaux SM »	174
Figure 139 Analyse des vecteurs utilisés pendant les stratégies de type « 3 Niveaux » et l'impact sur le courant homopolaire de haute fréquence.....	174
Figure 140 Courant de phase et courant homopolaire pour la stratégie « 3 Niveaux DM ».....	175
Figure 141 Courant de phase et courant homopolaire pour la stratégie « Z SVM »	176
Figure 142 L'impact des harmoniques supplémentaires (résultats expérimentaux).....	177
Figure 143 Représentation des vecteurs accessibles avec la structure à six bras d'onduleur en utilisant une base tridimensionnelle ; projections dans une nouvelle base découplée	180
Figure 144 Modulation de type « 2 Niveaux » – zoom sur les vecteurs activés pendant une période MLI	181
Figure 145 Zoom sur les 6 tétraèdres accessibles avec la modulation « 2 Niveaux »	181
Figure 146 Modulation de type « 3 Niveaux SM/DM » – zooms sur les vecteurs activés pendant une période MLI	182
Figure 147 Zoom sur les tétraèdres accessibles lors de la modulation « 3 Niveaux ».....	182
Figure 148 Modulation vectorielle « Z-SVM » – zoom sur les vecteurs activés pendant une période MLI.....	183

<i>Figure 149 Zoom sur l'espace accessible de la machine fictive principale en fonction de la composante homopolaire de tension</i>	<i>184</i>
<i>Figure 150 Zoom sur l'espace accessible de la machine fictive principale en fonction de la composante homopolaire de tension et du déphasage relatif ϕ_{13} nul</i>	<i>185</i>

Liste des tableaux

<i>Tableau 1 Distribution des harmoniques par machines fictives en fonction du nombre de phases de la machine [116].....</i>	<i>14</i>
<i>Tableau 2 Solutions à courant maximal pour le courant de l'axe d en fonction du quadrant couple – vitesse ...</i>	<i>85</i>
<i>Tableau 3 Paramètres des machines pris en compte pour la simulation.....</i>	<i>87</i>

1. Contexte – État de l'art

Le développement durable tient compte de trois composantes : l'écologique, l'économique et le social. Ce terme, apparu en 1980, essayait de concilier ces trois modes par un développement économique respectueux de l'environnement tout en assurant un développement socialement équitable [1]. Dans le cadre de cette vision, le transport électrique, contribuant à ce type de développement, a fait l'objet d'efforts qui ont mené à des progrès scientifiques et technologiques remarquables opérés pendant ces dernières deux décennies.

La croissance en demande d'énergie, l'augmentation de la pollution et la diminution des ressources mettent plus en importance la notion de développement durable. Ainsi, la valeur des technologies capables de maîtriser efficacement l'énergie commence à avoir de plus en plus un intérêt d'autant plus si elles répondent aux trois critères du développement durable. Bien évidemment, du point de vue industriel, ces technologies ont besoin d'atteindre un niveau de maturité qui peut permettre une maîtrise du coût.

1.1. Groupe motopropulseur pour l'automobile, l'impact global pour l'économie et l'environnement

Le pétrole est la première des énergies consommées dans le monde, avec environ un tiers du total exprimé en énergie primaire [2]. Il reste l'énergie dominante dans le domaine du transport, bien qu'entre 2011 et 2030 les prédictions envisagent une chute de 5% [3].

Pour arriver à soutenir la demande de transport, des politiques d'économie d'énergie ont été instaurées. L'économie de carburant a été accélérée au cours des dernières années, tirée par la réaction des consommateurs à la politique de hausse des prix et des contraintes de pollution (comme celle pour le CO₂). L'amélioration apportée aux moteurs à combustion interne et une hybridation graduelle du véhicule permettent et vont permettre d'accéder aux gains d'efficacité de plus en plus importants.

Ainsi, l'efficacité énergétique d'une automobile de taille moyenne a été améliorée de plus de 20% dans la dernière décennie [4]. Durant cette période, des améliorations du point de vue de la pollution ont également été enregistrées. Concernant le rejet d'émissions toxiques pour les espèces vivantes [5], entre 1990 et 2010 les principaux polluants qui contribuent à l'acidification et la formation d'ozone et de particules (NO_x, CO, NMVOC, PM_{2.5})¹ ont montré une tendance à la baisse des émissions. En revanche les émissions d'oxyde de soufre (SO_x) sont montées suite à l'augmentation des transports de type fret [4] terrestre ou maritime. Ce type de pollution affecte de façon locale la population et la réduction de ces effets est soit par une réduction de l'utilisation de la source qui la génère et/ou par le développement des technologies post-traitement de filtrage catalytique.

Les émissions de dioxyde de carbone (CO₂) sont responsables, dans les proportions les plus importantes, pour l'« effet de serre ». L'effet de ce gaz n'est pas directement ressenti par l'individu mais il est responsable du « réchauffement climatique » [2]. Malheureusement, il est estimé que ces émissions vont augmenter de 26% jusqu'en 2030 [3], le secteur de transport étant un des responsables principaux en accord avec le secteur industriel.

¹ NO_x – oxyde d'azote ; CO – monoxide de carbone ; NMVOC – non-methane volatile organic compound ; PM_{2.5} – (airborne particulate matter)

Dans ce contexte, la technologie hybride électrique – thermique permet de répondre aux problèmes liés notamment aux consommations d'énergie avec un rendement amélioré et des émissions des gaz à effet de serre maîtrisées [7].

Différents taux d'hybridation ont été signalés. Ces taux d'hybridation correspondent au rapport entre la puissance électrique et la puissance thermique utilisée pour réaliser le fonctionnement de traction du véhicule. On retrouve ainsi les suivants termes : micro-hybride [6], mild-hybride et full-hybride.

On rappelle à ce point que l'hybridation d'un véhicule peut être mise en pratique sur différentes topologies, parmi lesquelles :

- La topologie hybride série, offrant un rendement élevé pour le moteur thermique et la possibilité de freinage à récupération d'énergie ;
- La topologie hybride parallèle, qui permet le downsizing du moteur thermique, la récupération de l'énergie de freinage et un fonctionnement en mode boost et/ou fonctionnement Start-Stop ;
- La topologie hybride série/parallèle qui présente des degrés de liberté élevés pour la gestion du flux d'énergie entre les sources de stockage.

À ce stade, il est devenu économiquement fiable d'investir dans cette technologie, mais jusqu'à quel point ? Les gains en réduction de gaz à effet de serre et les gains énergétiques dépendent en grande mesure de la technologie empruntée pour le moteur thermique. De la même manière, l'application (le type de déplacement), la maintenance et l'entretien aussi que le prix et la qualité du carburant sont des acteurs importants qui peuvent agir sur le degré de performance du véhicule hybride.

Pourtant, l'avenir du moteur thermique une fois que le pétrole atteint des prix d'extraction/exploitation prohibitifs devient incertain. Et, avec lui, la technologie hybride acquise pendant ce temps risque d'être inutilisable. On se concentre ainsi sur la technologie d'automobile 100% électrique indépendante de la ressource pétrole. Dans le cas de cette technologie, deux jalons importants doivent être surmontés :

- le développement des sources de stockage d'énergie avec un cycle de production, une mise en service, une maintenance, une durée de vie et un recyclage en accord avec les critères de développement durable, et
- l'intégration et le contrôle des aspects liés aux interfaçages avec les réseaux d'énergie électrique et la prise en compte des « Smart Grids » en utilisant les capacités de stockage du véhicule électrique.

Le véhicule électrique permet un taux d'efficacité locale élevé et des avantages écologiques locaux. La simplicité de la construction de la chaîne de traction qui est sans boîte de vitesse et l'absence d'un embrayage le rendent très compétitif devant le véhicule thermique ou le véhicule hybride. Mais les émissions de CO₂ provenant de la production d'électricité, le coût des éléments de stockage, la nécessité du développement des grandes infrastructures électriques et éventuellement des moyens de compenser la perte des recettes fiscales fournies par les combustibles posent encore des obstacles devant cette technologie. Du point de vue technique, la sensibilité à la température, le volume et le poids importants pour les éléments de stockage, leurs problèmes de sécurité (la haute tension pour les batteries ou bien le réservoir à hydrogène pour les piles à combustible) demandent

encore des progrès scientifiques pour arriver aux niveaux de fiabilité prouvés par la technologie des véhicules thermiques.

C'est dans ce cadre que Valeo, et notamment Valeo Powertrain Systems (PTS), développe des systèmes de traction pour véhicules électriques et hybrides. Parmi ces systèmes, on compte le système SOFRACI qui intègre à l'électronique d'alimentation du moteur de traction, un chargeur universel de batteries, compatible avec n'importe quel réseau monophasé ou triphasé [46], [47].

Cette brève introduction concernant les technologies de propulsion pour l'automobile nous permet d'introduire le sujet de cette thèse : contrôle d'un moteur électrique pour une application au véhicule électrique. Nous allons voir que, en choisissant des topologies électriques innovantes, un certain nombre de défis concernant la technologie électrique pour la chaîne de stockage pour une automobile peut être relevé. On arrive à justifier économiquement l'investissement dans cette technologie devant les technologies thermique ou hybride, aspect qui semblait difficile à réaliser au début des années '90 [8]. Par contre, comme nous allons voir en parcourant cette thèse, pour répondre aux critères de coût, les méthodes de conception et plus particulièrement dans notre cas, les solutions de contrôle sont plus complexes.

1.2. Le projet SOFRACI

1.2.1. Présentation du projet – enjeux et verrous technologiques

Le projet SOFRACI adresse principalement la problématique des véhicules électriques avec une source de stockage de type batterie, solution également compatible pour les topologies hybrides de type plug-in. En se concentrant sur le cas des véhicules électriques, la batterie a un impact substantiel sur le degré de pollution (pendant l'étape de fabrication et de recyclage), sur le poids total du véhicule, le volume employé dans le véhicule et sur son coût final. À l'heure actuelle, les densités volumiques et massiques d'énergie des batteries atteignent un niveau qui rend viable l'utilisation d'un véhicule électrique parcourant des distances entre 100 et 200 km par jour, avec recharge la nuit. Pour des distances supérieures le problème de l'autonomie demeure.

Plusieurs solutions à ce problème se développent. L'une d'elles est de remplacer la batterie avec une pile à combustible. La pile à combustible est caractérisée par un rapport énergie/poids qui peut être d'environ 4 fois plus grand que celui des batteries Li-ion actuelles [115]. Ainsi, pour une même autonomie, un véhicule avec une pile à combustible est bien plus léger mais plus volumineux qu'un véhicule avec une batterie. Une autre solution consiste à utiliser une batterie mais aussi un générateur d'énergie électrique couplé avec un moteur à combustion interne². Cela permet d'augmenter l'autonomie du véhicule, de réduire la taille de la batterie et de donner un sentiment de sécurité à l'utilisateur par rapport aux limites de ses trajets.

Le projet SOFRACI adresse le problème de l'autonomie du véhicule électrique. Concernant l'autonomie, deux aspects sont à distinguer : l'autonomie effective – liée essentiellement à la quantité d'énergie stockée dans la source d'énergie et l'autonomie apparente – liée à la disponibilité du véhicule. Ainsi une vingtaine de kWh est nécessaire pour une autonomie entre 100 et 200 km selon la taille du véhicule, le rendement de la chaîne énergétique et le type de trajet.

² Solution appelée « range extender ».

La disponibilité du véhicule est liée à la puissance du système qui permet à l'automobile de retrouver la quantité d'énergie liée à l'autonomie effective. Ainsi la puissance d'une pompe à essence classique avec un débit de 0.165 l/s est de l'ordre de 6.4 MW (et après rapportée au rendement du moteur thermique, la puissance utile est de l'ordre de 1.9 MW). La puissance de recharge sur prise 10-16A et réseau 230 V monophasé est de l'ordre de 2,3-3.7 kW. Retrouver 20 kWh nécessite alors entre 6 et 9 h [55] selon les rendements. L'extension de l'autonomie apparente nécessite d'utiliser des systèmes de recharge où il est possible de retrouver l'autonomie initiale en une durée compatible avec les besoins de l'automobiliste. En ce sens, trois solutions ont été développées : les stations QuickDrop [36], [37], les stations de recharge « rapide » et le chargeur « rapide » embarqué [38], [39], [40], [41], [42].

Les stations QuickDrop permettent d'échanger la batterie du véhicule dans un temps très court (moins de 5 minutes annoncées). La batterie vide est remplacée par une nouvelle qui a été chargée préalablement. Cette solution présente des potentialités non négligeables en termes de stabilité du réseau électrique (car les batteries peuvent être chargées en dehors des périodes de consommation maximale). Pour l'instant, cette approche montre l'inconvénient d'une infrastructure lourde en coût d'investissement si on se place dans le cadre d'un débit significatif automobile par heure comparable à celui d'une station essence classique.

La station de recharge permet la recharge de la batterie dans un temps réduit grâce aux chargeurs à courant continu (DC) de haute puissance présents dans la station. Malgré ses points forts, la fiabilité et l'avenir de cette solution dépendent, en grande partie, de la distribution et la standardisation des niveaux de tension des batteries (nombres de cellules) et de ce type de bornes de recharge dont le coût est alors élevé.

L'utilisation du chargeur de haute puissance (20 ou 43 kW) embarqué dans l'automobile demande encore du volume, du poids et des coûts supplémentaires à prendre en compte. Par contre le branchement sur le réseau de puissance à courant alternatif est plus facile car des standards internationaux sont déjà en vigueur. Le point de recharge est ainsi une simple prise de puissance entourée par quelques éléments de protection : le coût de cette borne de recharge est alors bien plus faible que celui d'une borne de recharge DC. Par contre, pour que la solution soit compétitive, il faut pouvoir réduire le coût, le poids et le volume du système assurant la fonctionnalité de la recharge forte puissance au sein du véhicule. Or la puissance de traction classique requise est du même ordre de grandeur que celle permettant d'assurer une recharge rapide. Par conséquent, l'idée d'utiliser la chaîne énergétique de la chaîne de traction afin de réaliser la fonctionnalité recharge est évidente. Différents brevets ont été déposés en ce sens [46], [47], [48], [49], [50], [51], [52], [53], [54].

1.2.2. Structure innovante SOFRACI et objectifs

La structure machine utilisée est présentée dans la Figure 1 a) et la structure onduleur – machine [46], [47] dans la Figure 1 b). La machine est caractérisée par trois phases indépendantes. Chaque phase est constituée d'une bobine à point milieu connectée à une structure de type pont en H, l'onduleur ainsi constitué comportant donc six bras. En mode chargeur, l'alimentation (triphasee sur la figure) s'opère via les points milieux des bobines de phase. Chaque phase comporte deux demi-bobines couplées magnétiquement entre elles de telle façon qu'en mode chargeur, les flux

magnétiques créés par les courants traversant les demi enroulements se compensent assurant un champ magnétique nul (et ainsi un couple nul) dans la machine.

$$I_k = -\frac{I_y}{2}, I_{k'} = \frac{I_y}{2}, k = \{a, b, c\} \quad y = \{u, v, w\} \tag{1}$$

À partir de ce mode de fonctionnement, les éléments d’électronique de puissance et les enroulements de la machine peuvent être dimensionnés pour un courant égal à la moitié du courant de ligne du réseau. L’onduleur de tension fonctionne alors en régime de redresseur.

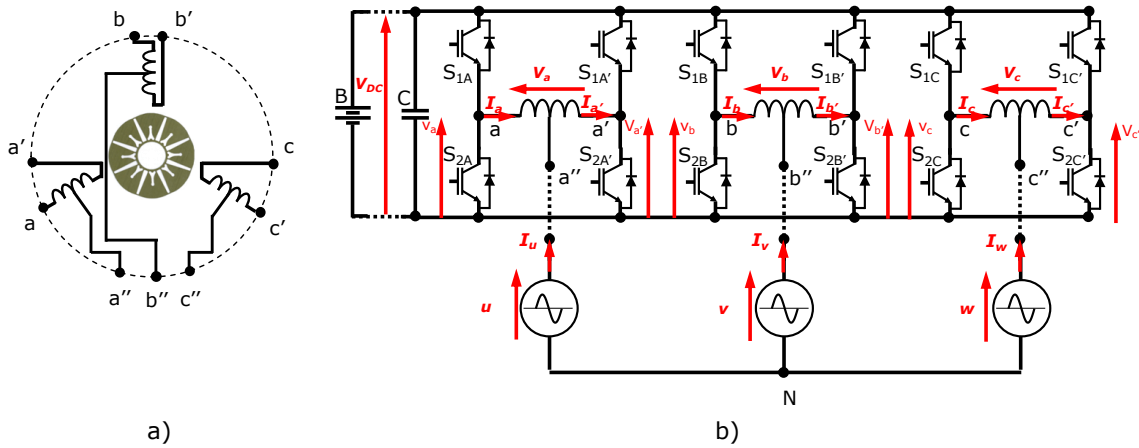


Figure 1 Structure SOFRACI

L’avantage de cette topologie, contrairement à [42], est l’absence de couple³ pendant la phase de recharge. Aucun système mécanique complémentaire de type embrayage n’a à être installé. Cela permet de réduire le volume de l’entraînement. L’absence des composants mécaniques, comme l’embrayage, augmente ainsi la fiabilité et la simplicité de construction de la structure. Contrairement aux [48], [49], [50], [54], une charge de haute puissance triphasée est possible avec la topologie dans la Figure 1 sans apporter d’autres modifications.

Pour passer en mode traction, aucun contacteur électromagnétique n’est nécessaire, contrairement à [50], [54]. En mode traction, les points milieux sont isolés et un courant unique traverse les enroulements. Dans ce cas, le couple généré par les deux demi-enroulements s’ajoute et ainsi un couple non nul est appliqué à l’arbre de la machine.

$$0 = I_k - I_{k'}, k = \{a, b, c\} \tag{2}$$

En mode traction, la totalité de la tension continue peut être appliquée aux bornes de la machine suite à l’utilisation du pont en H. Le courant dans la phase peut être minimisé et des pertes de commutation des éléments semi-conducteurs sont réduites. D’autres avantages concernent les pertes dans l’électronique de puissance ; les rendements sur des cycles de fonctionnement sont présentés dans [43], [44], [45].

³ La présence d’un éventuel léger déséquilibre dans les courants de phase de chaque demi-enroulement peut provoquer du faible couple avec une pulsation aléatoire qui génère du bruit.

Bien entendu, un inconvénient apparent de cette structure par rapport à une structure triphasée de traction classique est la multiplication par deux du nombre de bras. En se limitant à un bilan comptable simple, il pourrait apparaître que le coût de cette structure est le double de celui d'une structure de traction classique. À ce niveau il faut tenir compte du fait que dans des structures de puissance, le coût est plus lié à la puissance apparente nécessaire qu'au nombre de circuits. Or cette structure avec trois ponts en H requiert, à tension de bus identique, un courant moitié pour chaque bras pour délivrer une puissance identique à la machine. La puissance de dimensionnement de chaque bras sera approximativement moitié de celle d'une structure triphasée classique. En oubliant le surcoût lié à la multiplication par deux des composants électroniques de commande des bras, le coût global devrait donc être sensiblement identique à celui d'une structure triphasée classique.

Concernant le fonctionnement en mode traction, le désavantage de cette structure est la présence d'un courant homopolaire qui peut circuler dans les trois enroulements alors que cela est évité structurellement avec une connexion en étoile. Généralement, on associe la présence de ce courant homopolaire à des pertes Joule supplémentaires et à d'éventuelles pulsations de couple dans le cas d'une fem comportant un harmonique de rang trois. Par conséquent, le contrôle du courant homopolaire dans une telle structure est nécessaire. Il faudra donc, lors de la conception de la machine, tenir compte de la présence d'un nouveau circuit électrique dont l'inductance peut être différente de l'inductance cyclique d'une machine triphasée classique. En effet, cette inductance homopolaire définit une nouvelle constante de temps elle-même régissant les dynamiques du courant homopolaire. Il sera nécessaire d'en tenir compte dans le choix de la période de hachage ainsi que dans celui des méthodes de modulation de largeur d'impulsion et des structures de contrôle associées [43], [44].

Il est à noter qu'un troisième mode de fonctionnement « mixte » est possible en connectant un système équilibré sans neutre sorti supplémentaire aux bornes des points milieux lors du fonctionnement en mode traction. On utilise alors cinq (ou six) degrés de liberté offerts par les six bras d'onduleur pour piloter deux charges triphasées. Ce système peut être par exemple un moteur auxiliaire utilisé pour un accessoire dans le véhicule (la climatisation ou un ventilateur). Le flux d'énergie, qui traverse l'onduleur à six bras, est réparti ainsi entre le moteur de traction et le moteur d'accessoire.

$$-I_y = I_k - I_{k'}, k = \{a, b, c\} y = \{u, v, w\} \quad (3)$$

Enfin, le fonctionnement en régime dégradé est aussi possible, en alimentant uniquement deux phases de la machine.

Dans la Figure 2 une machine prototype ainsi que l'onduleur de tension associé sont présentés. La machine a un bobinage statorique concentré autour des dents, qui comporte un ensemble de 12 enroulements en raison de 4 enroulements par phase. Un couplage possible pour le bobinage est présenté dans [45]. Les aimants au nombre de 8 sont positionnés de façon radiale. Des détails supplémentaires sur les performances et caractéristiques du prototype sont proposés dans l'Annexe 6.2.

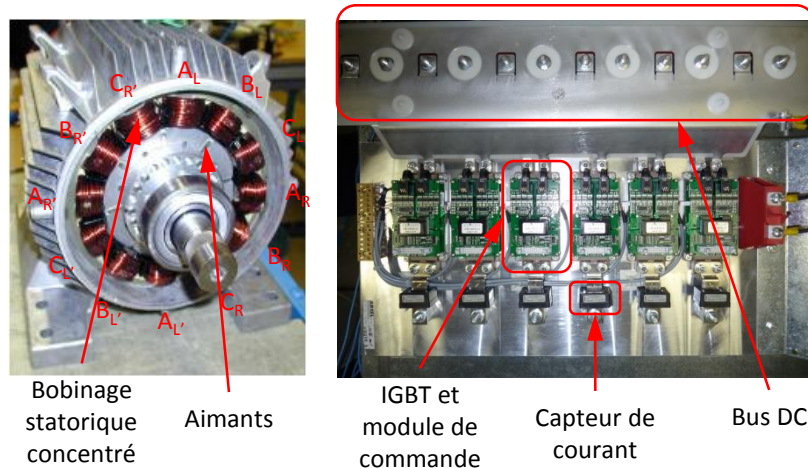


Figure 2 Moteur et Onduleur de tension utilisés pour l'application SOFRACI

Le contrôle de la composante homopolaire représente l'objectif principal de notre travail. À travers cette thèse, nous allons étudier les contraintes imposées par l'utilisation des trois phases indépendantes et leurs impacts sur les performances de l'entraînement. Un modèle pour l'onduleur de tension à six bras et pour la machine à trois phases indépendantes va être proposé. Nous allons alors explorer au chapitre 2 les stratégies de pilotage d'onduleur capables de gérer la composante homopolaire. Ensuite, la première partie du chapitre 3 se focalisera sur les stratégies de commande qui permettent l'utilisation de la composante homopolaire comme un degré supplémentaire pour améliorer les performances de l'entraînement électrique. Dans la deuxième partie de ce chapitre, le fonctionnement à la limite de saturation en tension et ainsi le fonctionnement en défluxage pour une machine à trois phases indépendantes sera étudié. Enfin, le chapitre 4 sera consacré aux essais expérimentaux réalisés sur le prototype de faible puissance (11 kW) permettant de valider les modèles par comparaison aux résultats obtenus par simulation.

1.3. Machines à trois phases indépendantes

Caractérisée par l'absence du couplage électrique entre les phases, la machine à trois phases indépendantes est la première configuration qui peut être admise comme machine polyphasée, appellation classiquement utilisée pour les machines à plus de trois phases. Si le nombre de phases ne permet pas de justifier cette appellation, c'est le nombre de degrés de liberté qui motive l'appellation de « machine polyphasée ». Par rapport à une machine triphasée avec une topologie classique, l'absence du couplage permet d'avoir accès à trois courants indépendants.

En utilisant les propriétés physiques des machines électriques de symétrie et de régularité spatiale de construction, des transformations algébriques comme celle de Concordia permettent de définir une équivalence de ces trois courants indépendants avec deux courants en quadrature et un courant associé à la composante homopolaire.

Dans une machine triphasée, la composante homopolaire est associée à une famille d'harmoniques constitués des multiples de trois (3, 9, 15, etc.). Nous allons considérer ces harmoniques comme étant des harmoniques de « basse fréquence ». On rappelle à ce point que la présence du courant homopolaire est généralement associée à des pertes Joule supplémentaires. De même, ce courant

est également responsable des pulsations de couple suite à l'interaction avec une possible force électromotrice homopolaire. Ainsi, un flux d'énergie lié au courant homopolaire, doit être contrôlé.

À part le courant homopolaire « basse fréquence », une autre composante de courant homopolaire existe du fait de l'alimentation par onduleurs de tension en Modulation en Largeur d'Impulsions. Nous allons associer cette composante de courant à l'appellation « haute fréquence » car elle est caractérisée par les fréquences de commutation des interrupteurs.

Par rapport à une machine triphasée à neutre isolé, la structure de commande pour la topologie indépendante est plus complexe. La structure de commande doit comporter un module supplémentaire pour la composante homopolaire. Une partie doit prendre en charge la composante de basse fréquence. On contrôle ainsi le flux d'énergie homopolaire et les pertes Joule, ainsi que les pulsations de couple associées. L'autre partie, orientée sur la haute fréquence, contrôlée par les techniques de modulation, a un impact sur la valeur instantanée de la composante homopolaire. Celle-là est associée avec les pertes Joule dues au courant de haute fréquence mais a aussi un impact sur le choix du calibre des interrupteurs.

1.3.1. Travail et positionnement hors laboratoire

Les machines à aimants permanents sont utilisées dans un nombre élevé d'applications suite à une densité de puissance et de couple élevées, un bon rendement [32]. Par contre, un fonctionnement à puissance constante nécessitant un défluxage de la machine est moins naturel que dans les structures où la magnétisation de la machine est due soit à un courant d'excitation (synchrone à rotor bobiné) soit à une composante du courant statorique (machine à induction, à réluctance). Il est en effet nécessaire dans le cas des machines à aimants d'injecter une composante de courant statorique afin de réduire le flux dû aux aimants permanents.

Néanmoins, l'importance des premiers avantages de compacité et de rendement ont conduit à développer des structures de machines à aimants permanents qui possèdent, moyennant une commande adaptée, une large plage de vitesse à puissance constante. Ainsi, les machines à aimants permanents peuvent répondre aux critères imposés pour la traction électrique [33].

En revanche, l'augmentation de la plage de vitesse en considérant uniquement un fonctionnement en mode de défluxage n'est pas la seule solution. D'autres approches consistant à utiliser des onduleurs de tension à plus de trois bras sont également explorées. Avec l'augmentation très importante ces trois dernières années du coût des aimants permanents, notamment ceux de Terres Rares supportant les températures élevées et les contraintes de démagnétisation présentes en mode défluxage, ces structures, potentiellement plus coûteuses au niveau de l'onduleur, deviennent particulièrement intéressantes.

On distingue dans ce domaine deux types de structures selon la présence d'une seule ou de deux sources de tension indépendantes.

Dans les structures à deux sources de tension indépendantes [11], [12], [20], [17], [18], [31] également appelées structures en cascade, chaque phase est alimentée par deux bras chacun étant connecté à une source de tension indépendante. Dans cette configuration il ne peut y avoir de courant homopolaire qui circule et il y a seulement deux courants indépendants : l'intérêt est de pouvoir utiliser des sources de tension de nature différente avec les mêmes algorithmes que dans le

cas triphasé classique. Cela permet également de se prémunir de la défaillance d'une des deux sources et de définir des algorithmes utilisant une seule ou deux sources de tension simultanément.

Les autres structures comportant quatre bras ou six bras utilisent une seule source de tension. Un courant homopolaire peut alors circuler et il faut donc le contrôler. Ces structures répondent, outre à la possibilité d'étendre la plage de tension, à une motivation plus ancienne, pour l'utilisation de machines à trois phases indépendantes, qui est celle de la tolérance aux pannes, requise notamment dans les systèmes embarqués comme l'avionique [15], [123]. Dans le cadre d'un véhicule électrique monomoteur cette tolérance aux pannes peut ainsi garantir une fiabilité fonctionnelle sans avoir à surdimensionner les composants. On entend par fiabilité fonctionnelle une fiabilité dans le fait d'assurer la fonction de traction, même si cela l'est à puissance réduite, alors qu'une panne est présente au niveau de l'onduleur.

De nombreuses études [9], [34], [35], [11], [13], [12], [123], [124], [126] se sont intéressées aux différentes configurations qu'il est possible d'adopter en examinant les dimensionnements nécessaires pour les composants en cas de panne (phase ouverte, ou court-circuits). La structure à six bras alimentée par une seule source de tension n'apparaît pas comme une solution optimale. Elle n'a de ce fait pas été très étudiée dans le cadre d'applications à tolérance de pannes.

En résumé, l'intérêt de la structure SOFRACI se justifie en fait surtout par la fonctionnalité supplémentaire qu'elle permet, moyennant modification de la structure de la machine, à savoir la recharge rapide de la batterie sans adjonction de composante de puissance.

On poursuit l'état de l'art en se limitant aux structures à quatre ou six bras avec une seule source de tension et en s'intéressant à la problématique de contrôle des composantes basse fréquence (essentiellement l'harmonique de rang trois) et haute fréquence (liée à la technique d'alimentation en MLI) du courant homopolaire.

Deux cas sont à distinguer selon que l'on prend en compte ou non la présence d'une force électromotrice homopolaire.

En l'absence de force électromotrice (par exemple avec une machine à induction) [22], [72], il est facile de garantir un courant homopolaire nul puisqu'il suffit alors d'imposer des tensions homopolaires également nulles en agissant directement sur la commande de l'onduleur. Une très grande partie des articles comportant des résultats expérimentaux se situent dans ce contexte de machine à induction.

Dans [16], le modèle de la machine ne prend pas en compte une composante homopolaire. En outre, dans [11], le modèle électrique de la machine à aimants permanents à trois phases indépendantes considère une composante homopolaire, mais aucune fem homopolaire n'est prise en compte. Dans le repère homopolaire, le courant homopolaire est contrôlé uniquement par l'utilisation d'une structure PI et une hypothèse de fem sinusoïdale est faite. Les problèmes à résoudre sont alors essentiellement ceux liés aux composantes hautes fréquences.

Il faut alors que la période MLI soit assez petite par rapport à la constante de temps du circuit homopolaire afin d'éviter que des courants homopolaires haute fréquence, également appelés courants de mode commun, ne se développent. Une solution pour augmenter l'inductance homopolaire est présentée en [14] par une modification de conception de la machine au niveau du

bobinage, notamment le taux d'harmonique de force magnétomotrice de rang trois dont dépend l'inductance homopolaire. Les deux autres façons de réduire ces courants de hautes fréquences se situent au niveau du choix des stratégies MLI ou des structures d'onduleurs alimentant la machine.

Dans [21], [121] la problématique du courant homopolaire (ou de mode commun) est abordée pour une topologie de l'onduleur à quatre bras, qui alimente une charge triphasée avec neutre sorti dont l'impédance homopolaire est faible. Ainsi, en utilisant la topologie à quatre bras, la somme des quatre tensions de chaque bras par rapport au point milieu du bus DC peut être imposée à zéro, et cela dû au degré supplémentaire ajouté.

De même, pour la topologie à deux onduleurs à deux niveaux de tension qui alimente une charge triphasée avec couplage indépendant, les travaux [72], [22], [23], [24] et [25] offrent des stratégies de pilotage de l'onduleur capables d'éliminer ou de réduire la composante homopolaire qui est activée si on utilise des commandes classiques. [22] montre que le positionnement du vecteur nul lors du séquençage des vecteurs activés pendant une période MLI peut permettre une diminution du courant homopolaire développé. En utilisant le développement présenté en [72], deux stratégies vectorielles de modulation et une stratégie MLI sont rapportées en [24] et en [23]. Ces deux stratégies vectorielles utilisent des vecteurs qui, dans l'espace de tension de la machine électrique, ont une composante homopolaire instantanée nulle. En [26], [27] une stratégie MLI discontinue est présentée et comparée à une stratégie MLI continue. Il est rapporté un meilleur contenu spectral de la stratégie discontinue sur la tension des phases.

On considère à présent les machines comportant une fem homopolaire non nulle c'est-à-dire essentiellement des machines synchrones à aimants permanents. De même que pour les autres machines, il est nécessaire que l'inductance homopolaire ne soit pas trop faible afin de ne pas trop contraindre le choix de la période de MLI. Outre l'action sur les techniques de bobinage dont les forces magnétomotrices possèdent un harmonique de rang trois important, c'est aussi par la modification de la structure magnétique que l'inductance homopolaire peut être augmentée. Ainsi dans [14], [126] des dents d'insertion sont placées entre les bobines des phases. Ces dents qui autorisent la circulation d'un flux homopolaire, favorisent également l'isolation thermique et magnétique entre phases et sont de ce fait aussi appelées dents de découplage.

Concernant la commande, des asservissements de courants sont nécessaires en cas de présence de force électromotrice homopolaire, même si on désire un courant homopolaire nul. Dans ce dernier cas néanmoins, la consigne de courant étant constante un correcteur de type PI avec une compensation de la force électromotrice de rang trois suffit pour obtenir un courant homopolaire moyen nul. [73] puis en généralisant [74] mettent en évidence la possibilité d'utilisation de la composante homopolaire en termes de production de couple pour un onduleur de tension à quatre bras.

Pour ce qui est des outils d'analyse et de conception des stratégies de pilotage vectoriel, [29], [120] présentent une représentation 3D dans le cas des structures d'onduleurs triphasés qui alimentent des charges triphasées avec neutre isolé. C'est cette même représentation qui est utilisée au L2EP depuis 2000 [56]. Pour les onduleurs à 4 bras [122], [125], [117] proposent également une représentation tridimensionnelle de l'onduleur en considérant le neutre de la machine comme référence de potentiel. Ces représentations tridimensionnelles permettent notamment d'explorer visuellement les différentes modulations possibles et leur effet potentiel en termes de tension

homopolaire (dite encore tension de mode commun). Dans [118] une représentation graphique d'un onduleur à 4 bras est présentée et utilisée pour déterminer les limites de fonctionnement en mode saturé de l'onduleur. Nous verrons que notre problématique sera similaire mais pour un onduleur à 6 bras. Enfin [119] utilise une représentation graphique tri-dimensionnelle pour synthétiser des commandes d'onduleurs 4 bras 3 niveaux.

1.3.2. Travaux et positionnement dans le cadre du laboratoire

Des travaux au sein de l'équipe Commande de L2EP (thèses : Semail [66], Kestelyn [79], Locment [80], Bruyère [5]) ont été consacrés au développement de formalismes vectoriels génériques utilisés dans le cadre de la conception des machines polyphasées et l'élaboration de commandes vectorielles d'entraînements polyphasées en considérant notamment les fonctionnements en mode dégradé.

L'approche vectorielle, de par son caractère graphique, est proche des approches de type « space phasor » utilisées pour la modélisation des convertisseurs statiques alimentant des machines triphasées, approches dont le succès est dû à la possibilité d'une représentation graphique de l'onduleur vu de la machine.

Le formalisme vectoriel englobe cette approche en ajoutant une représentation de l'onduleur dans un espace vectoriel indépendant de la charge qu'il alimente, la charge étant elle-même caractérisée dans un espace vectoriel qui lui est propre. Cette exigence, qui peut sembler superflue dans les cas simples, a le mérite de mettre en évidence de façon « automatique » le nombre de degrés de liberté pour la commande (par le calcul de la dimension du « noyau » d'une application linéaire) mais aussi surtout les combinaisons des interrupteurs menant au même résultat au niveau de la charge de l'onduleur (par la caractérisation de l'espace vectoriel « noyau » d'une application linéaire) [67], [56].

Dans le cadre de notre application, le nombre de degrés de liberté (3) et la caractérisation du noyau (espace de dimension 3) permettront de définir différentes techniques de modulation de largeur d'impulsions ayant, vue de la charge triphasée, toutes le même résultat pour ce qui est des valeurs moyennes des courants contrôlés.

Le L2EP a également développé un formalisme de représentation et modélisation en vue de la commande des entraînements électriques par une vision globale machine – source d'alimentation. Initiée par une approche dite SMM (Système Multimachines Multiconvertisseurs) [68], [69] il s'est développé par la Représentation Énergétique Macroscopique (REM) [70]. En utilisant ce formalisme, les couplages électromagnétiques sont mis en évidence et des solutions basées sur des systèmes découplés sont révélées. Cet outil permet d'organiser le système dans plusieurs sous-systèmes connectés par les variables d'action et réaction, dont le produit est égal à la puissance instantanée. Lors de l'inversion de cette représentation des sous-systèmes, des critères de pondération ou répartition apparaissent, qui permettent d'établir des degrés de liberté dans le cadre d'une structure de commande. Une fois que le système est représenté, la structure maximale de commande peut être obtenue en inversant la chaîne.

La méthodologie ainsi développée a été appliquée pour la modélisation et commande d'une machine synchrone pentaphasée [79], puis également pour des travaux de thèse sur les machines heptaphasées [5], [80], [112]. Dans ces travaux ont été mis en évidence qu'une machine polyphasée pouvait être considérée comme l'association de plusieurs machines fictives monophasées et/ou

diphassées contribuant chacune à développer une fraction du couple total de la machine. Chaque machine fictive est associée à une famille caractéristique d'harmoniques. Le Tableau 1 rappelle ces répartitions pour des machines à 3, 5, 6 et 7 phases.

Dans tous les travaux du laboratoire sus-mentionnés, le couplage électrique des phases avait été choisi en étoile de façon à ne pas alimenter les machines fictives monophasées. En effet, si ces dernières peuvent effectivement produire un couple moyen non nul, elles sont forcément à l'origine d'un couple pulsatoire. Seuls des travaux du laboratoire menés avec le laboratoire GREEN dans le cadre du GDR-ME2MS (Groupement de Recherche) avaient exploré une structure de machine synchrone à aimants permanents à cinq phases non-couplées [113]. Ce travail effectué dans le cadre de [129] avait mis en évidence l'impact important du choix des techniques de modulation de largeur d'impulsion sur la production de courant homopolaire parasite haute fréquence.

Dans le cadre de notre étude, il n'y aura qu'une seule machine diphasée, celle classiquement utilisée dans les contrôles vectoriels, par contre il y aura en plus une machine monophasée. Notre contribution aux travaux du laboratoire consistera donc à examiner comment gérer cette machine monophasée dont la famille d'harmoniques, le Tableau 1 le rappelle, sont les multiples de l'harmonique trois. Cette gestion devra s'opérer dans les différents modes de fonctionnement d'une machine de traction électrique, notamment en mode défluxé. Dans ce dernier mode, étudié au laboratoire pour une machine triphasée couplée en étoile dans le cadre des travaux de thèse de [114], c'est la prise en compte de la contrainte supplémentaire d'un fonctionnement en mode saturé d'un onduleur de tension alimentant simultanément les deux machines fictives diphasée et monophasée qui définira notre apport aux travaux du laboratoire.

Nombre de phases	Machine monophasée : M0	Machine monophasée : M0'	Machine diphasée : M1	Machine diphasée : M2	Machine diphasée : M3
3	6h+3	-	6h+1 (+) 6h+5 (-)	-	-
5	10h+5	-	10h+1 (+) 10h+9 (-)	10h+3 (-) 10h+7 (+)	-
6	-	6h+3	6h+1 (+) 6h+5 (-)	-	-
7	14h+7	-	14h+1 (+) 14h+13 (-)	14h+5 (-) 14h+9 (+)	14h+3 (+) 14h+11 (-)

Tableau 1 Distribution des harmoniques par machines fictives en fonction du nombre de phases de la machine [116]

1.3.3. Modèles d'étude de la machine électrique

Concernant la machine, plusieurs modèles seront présentés. Les modèles ont différents degrés de complexité qui sont notamment liés à la modélisation de l'effet de saillance de la machine.

En effet, pour réaliser la synthèse de la commande par la REM, on considérera un modèle simple qui tient compte de la présence d'une machine homopolaire à contrôler en plus de la machine diphasée classique. Ce modèle supposera la machine non saturée magnétique, sans effet de réluctance, régulièrement construite et ne tenant compte que du premier harmonique de la force magnétomotrice pour chaque machine : le premier harmonique pour la machine diphasée et l'harmonique de rang trois pour la machine monophasée. Ces dernières hypothèses impliquent une

matrice des inductances très classique, symétrique et circulante. Par contre, la force électromotrice ne sera pas sinusoïdale. La force électromotrice homopolaire comportera uniquement une seule harmonique de rang 3 tandis que la force électromotrice de la machine diphasée comportera les harmoniques de rang 1, 5 et 7.

Pour les simulations, un autre modèle plus complet prenant en compte des effets de réluctance variables a par contre été développé. En effet, une analyse par éléments finis du prototype de la machine SOFRACI sur laquelle nous avons développé notre banc expérimental a mis en évidence que l'hypothèse de la première harmonique était approximative pour la machine diphasée. Il était alors important d'examiner si les effets négligés dans le modèle de commande étaient du même ordre ou négligeable par rapport aux effets liés à l'harmonique de rang 3. Nous verrons en effet qu'ils contribuent tous par exemple à la création de l'harmonique de rang 6 de couple, harmonique déjà présent dans le modèle de commande plus simple choisi précédemment.

1.3.3.1. Cas d'une machine électrique à pôles lisses à fem non sinusoïdale

Soit une machine électrique régulièrement construite à pôles lisses et dont la force électromotrice pour une phase est donnée par :

$$\begin{aligned}
 e_a(\theta_m) &= \Omega_m \hat{K}_t \left[\sin(p\theta_m) + k_{FEM3} \sin(3p\theta_m + \phi_{FEM13}) + \right. \\
 &\quad \left. + k_{FEM5} \sin(5p\theta_m + \phi_{FEM15}) + k_{FEM7} \sin(7p\theta_m + \phi_{FEM17}) \right] \\
 e_b(\theta_m) &= \Omega_m \hat{K}_t \left[\sin\left(p\theta_m - \frac{2\pi}{3}\right) + k_{FEM3} \sin\left(3\left(p\theta_m - \frac{2\pi}{3}\right) + \phi_{FEM13}\right) + \right. \\
 &\quad \left. + k_{FEM5} \sin\left(5\left(p\theta_m - \frac{2\pi}{3}\right) + \phi_{FEM15}\right) + k_{FEM7} \sin\left(7\left(p\theta_m - \frac{2\pi}{3}\right) + \phi_{FEM17}\right) \right] \\
 e_c(\theta_m) &= \Omega_m \hat{K}_t \left[\sin\left(p\theta_m - \frac{4\pi}{3}\right) + k_{FEM3} \sin\left(3\left(p\theta_m - \frac{4\pi}{3}\right) + \phi_{FEM13}\right) + \right. \\
 &\quad \left. + k_{FEM5} \sin\left(5\left(p\theta_m - \frac{4\pi}{3}\right) + \phi_{FEM15}\right) + k_{FEM7} \sin\left(7\left(p\theta_m - \frac{4\pi}{3}\right) + \phi_{FEM17}\right) \right]
 \end{aligned} \quad (4)$$

avec $\phi_{FEM13} = \pi$, $\phi_{FEM15} = \pi$ et $\phi_{FEM17} = 0$ étant des caractéristiques du prototype SOFRACI.

L'expression de l'équation en tension dans chacun des deux sous-espaces propres (droite homopolaire h et plan $\alpha\beta$) de la matrice des inductances dont les valeurs propres associées sont respectivement $(L_{m0} + 2L_{mn0})$ et $(L_{m0} - L_{mn0})$ est donnée ci-dessous (voir Annexe 6.6 pour le développement en détail) :

$$\begin{aligned}
 v_h &= R_s i_h + (L_{m0} + 2L_{mn0}) \frac{di_h}{dt} + e_h(\theta_m) \\
 \vec{v}_{\alpha\beta} &= R_s \vec{i}_{\alpha\beta} + (L_{m0} - L_{mn0}) \frac{d(\vec{i}_{\alpha\beta})}{dt} + \vec{e}_{\alpha\beta}(\theta_m)
 \end{aligned} \quad (5)$$

Le terme L_{m0} représente l'inductance de phase qui comprend l'inductance des fuites et l'inductance magnétisante (principale), le terme L_{mn0} représente l'inductance mutuelle. La fem dans le repère découplé est donnée par (6).

$$e_h(\theta_m) = \Omega_m \sqrt{3} \hat{K}_t k_{FEM3} \sin(3p\theta_m)$$

$$\bar{e}_{\alpha\beta}(\theta_m) = \begin{pmatrix} -\Omega_m \sqrt{\frac{3}{2}} \hat{K}_t (\sin(p\theta_m) - k_{FEM5} \sin(5p\theta_m) + k_{FEM7} \sin(7p\theta_m)) \\ \Omega_m \sqrt{\frac{3}{2}} \hat{K}_t (\cos(p\theta_m) + k_{FEM5} \cos(5p\theta_m) + k_{FEM7} \cos(7p\theta_m)) \end{pmatrix} \quad (6)$$

Par un bilan énergétique on trouve alors l’expression du couple :

$$T = T_{M1} + T_{M0} = \frac{\bar{e}_{\alpha\beta}(\theta_m) \bar{i}_{\alpha\beta}}{\Omega_m} + \frac{e_h(\theta_m) i_h}{\Omega_m} \quad (7)$$

Le couple est donc la somme de deux composantes, une liée à la machine principale, appelée M1 et une autre à la machine homopolaire, appelée M0. L’arbre mécanique couple les deux machines fictives.

Si on souhaite que la valeur moyenne du couple T_{M0} ne soit pas nulle dans le cadre d’une rotation à vitesse constante, et si l’on suppose que le courant i_h est périodique, alors il est clair qu’il faut au moins que i_h comporte une composante harmonique de rang 3. Il apparaît alors immédiatement qu’une composante pulsatoire de rang 6 apparaîtra elle-aussi.

Si on désire un couple T total constant il faudra que la machine diphasée fournisse un couple pulsatoire compensant celui délivré par la machine monophasée. Bien entendu, si on ne veut pas modifier le contrôle de la machine diphasée tout en conservant un couple T constant, il suffit d’annuler le couple homopolaire en annulant le courant homopolaire.

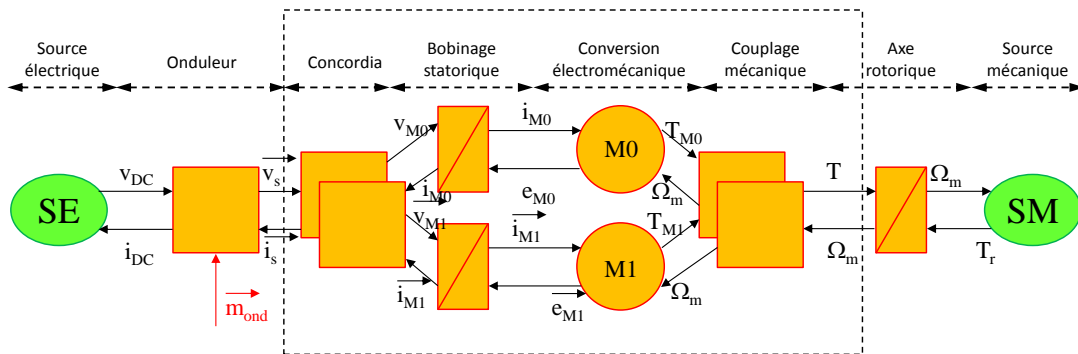


Figure 3 REM de la machine à trois phases indépendantes dans le repère découplé

En utilisant la REM, on met en évidence les deux flux d’énergie pour la machine à trois phases indépendantes. On rappelle à ce point les deux couplages qui apparaissent entre les deux machines fictives : le couplage électrique symbolisé par la matrice de Concordia et un couplage mécanique représenté par la somme des deux couples sur l’arbre de la machine. De par de la manière macroscopique de la représentation utilisant le formalisme REM (Figure 3), il est convenable d’utiliser les indices M0 et M1 pour exprimer les grandeurs découplées des deux sous-espaces associés. Cela permet de garder la notion d’espace découplé, indépendamment du repère de travail choisi.

On remarque ainsi que la REM permet de mettre en évidence chaque étape de transit du flux d’énergie. Chaque bloc de transit est accompagné d’une variable d’action et il lui est associé une variable de réaction. À chaque étape, le produit de ces deux variables détermine la puissance instantanée.

L’étude du formalisme REM permet de définir une structure de commande par inversion de la chaîne énergétique. La décomposition en machines fictives (M0 et M1), découplées électriquement, facilite le développement des stratégies de commandes et la forme du vecteur \vec{k}_i et \vec{k}_c .

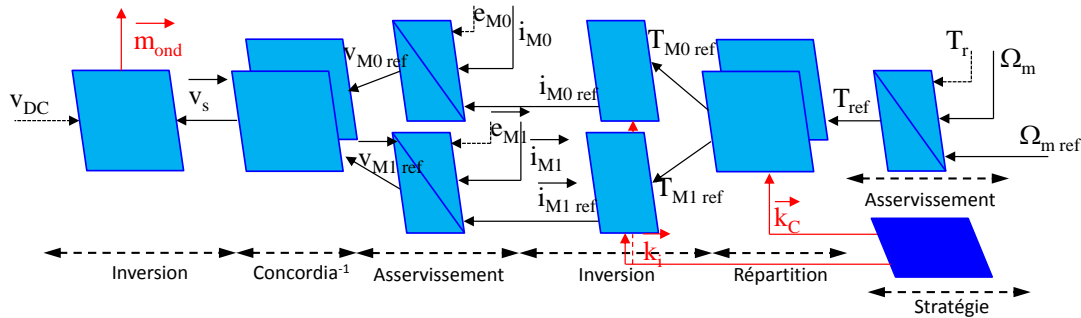


Figure 4 Structure de commande en couple de la machine à trois phases indépendantes par inversion de la chaîne énergétique

La structure de commande déterminée à partir de l’inversion de la chaîne énergétique est réalisée dans la Figure 4. Parmi les blocs bleus obtenus par inversion (si le cas le permet) on remarque aussi un bloc bleu foncé qui indique l’utilisation d’une stratégie de contrôle (MTPA par exemple).

Dans ce paragraphe nous avons fait l’hypothèse d’une machine à pôles lisses. Cela permet de parfaitement découpler la matrice des inductances utilisant une matrice de Concordia à coefficients constants.

1.3.3.2. Cas d’une machine à effet de saillance à fem non sinusoïdale

En ce qui suit, nous allons prendre en compte le phénomène de saillance. On rappelle que le choix de ce modèle s’est imposé de par l’analyse de la matrice des inductances statoriques du prototype qui faisait apparaître des variations des inductances en fonction de l’angle de rotation.

Soit la matrice des inductances de la machine :

$$L_{ss} = \begin{pmatrix} M_{1,1} & M_{1,2} & M_{1,3} \\ M_{2,1} & M_{2,2} & M_{2,3} \\ M_{3,1} & M_{3,2} & M_{3,3} \end{pmatrix}_{B^3} \quad (8)$$

L’analyse spectrale de cette matrice permet d’exprimer ses coefficients de la façon suivante :

$$M_{m,m}(\theta_m) = L_{m0} + L_{m2} \cos\left(2\left(p\theta_m - (m-1)\frac{2\pi}{3}\right)\right) + L_{m4} \cos\left(4\left(p\theta_m - (m-1)\frac{2\pi}{3}\right)\right) \quad (9)$$

$$M_{m,n}(\theta_m) = L_{mn0} + L_{mn2} \cos\left(2\left(p\theta_m - \frac{m+n-2}{2}\frac{2\pi}{3}\right)\right) + L_{mn4} \cos\left(4\left(p\theta_m - \frac{m+n-2}{2}\frac{2\pi}{3}\right)\right)$$

Avec $m, n = \{1, 2, 3\}$. En fonction de la géométrie de la machine, les termes L_{m2} , L_{m4} , L_{mn2} et L_{mn4} représentent les effets de saillance magnétique de la machine qui peuvent être positifs, négatifs ou nuls.

En utilisant la même transformation de Concordia à coefficients constants, on retrouve une matrice qui n'est plus diagonale. Les machines M0 et M1 ne sont plus alors découplées par la transformée de Concordia comme on pouvait s'y attendre. Nous définissons la matrice des inductances dans le repère de Concordia par $[L_{ss}(\theta)]_c = [C][L_{ss}(\theta_m)][C]^T$:

$$\begin{aligned}
 [L_{ss}(\theta_m)]_c &= \begin{bmatrix} (1,1) & (1,2) & (1,3) \\ (2,1) & (2,2) & (2,3) \\ (3,1) & (3,2) & (3,3) \end{bmatrix} \text{ avec :} \\
 (1,1) &= L_{m0} + 2L_{mn0} \\
 (2,2) &= L_{m0} - L_{mn0} + \frac{1}{2}(L_{m2} + 2L_{mn2})\cos(2p\theta_m) + \frac{1}{2}(L_{m4} + 2L_{mn4})\cos(4p\theta_m) \\
 (3,3) &= L_{m0} - L_{mn0} - \frac{1}{2}(L_{m2} + 2L_{mn2})\cos(2p\theta_m) - \frac{1}{2}(L_{m4} + 2L_{mn4})\cos(4p\theta_m) \\
 (1,2) &= (2,1) = \frac{(L_{m2} - L_{mn2})\cos(2p\theta_m)}{\sqrt{2}} + \frac{(L_{m4} - L_{mn4})\cos(4p\theta_m)}{\sqrt{2}} \\
 (1,3) &= (3,1) = \frac{(-L_{m2} + L_{mn2})\sin(2p\theta_m)}{\sqrt{2}} + \frac{(L_{m4} - L_{mn4})\sin(4p\theta_m)}{\sqrt{2}} \\
 (2,3) &= (3,2) = \frac{(L_{m2} + 2L_{mn2})\sin(2p\theta_m)}{2} - \frac{(L_{m4} + 2L_{mn4})\sin(4p\theta_m)}{2}
 \end{aligned} \tag{10}$$

La transformation de Concordia avec des coefficients constants appliquée sur une matrice des inductances avec des termes de saillance présentés en (9) n'offre plus un système découplé mais permet un découplage en familles d'harmoniques des grandeurs électriques comme la tension et le courant.

Après un bilan énergétique, on voit apparaître une nouvelle contribution de couple dû aux aspects réductants de la machine, qui vient donc ajouter les composantes pulsatoires de rang 6 à celle due au courant et fem homopolaires, aspect aisément percevable lors de l'analyse de l'équation du couple dans le repère rotorique.

$$T = p \left(\begin{aligned} &\left(\sqrt{\frac{3}{2}} \frac{\hat{K}_t}{p} (1 + (k_{FEM5} + k_{FEM7})\cos(6p\theta_m)) \right) i_q + \left(\sqrt{\frac{3}{2}} \frac{\hat{K}_t}{p} (k_{FEM5} - k_{FEM7})\sin(6p\theta_m) \right) i_d + \\ &+ ((L_{m2} + 2L_{mn2}) - 2(L_{m4} + 2L_{mn4})\cos(6p\theta_m)) i_q i_d - \\ &- (L_{m4} + 2L_{mn4})\sin(6p\theta_m) (i_d^2 - i_q^2) + \\ &+ \sqrt{2}(-L_{m2} + 2L_{m4} + L_{mn2} - 2L_{mn4})\cos(3p\theta_m) i_q i_h + \\ &+ \sqrt{2}(-L_{m2} - 2L_{m4} + L_{mn2} + 2L_{mn4})\sin(3p\theta_m) i_d i_h + \sqrt{3} \frac{\hat{K}_t}{p} k_{FEM3} \sin(3p\theta_m) i_h \end{aligned} \right) \tag{11}$$

Le lecteur trouvera dans l'Annexe 6.6 le développement calculatoire.

1.3.4. Modèle pour l'onduleur de tension

La représentation la plus courante de l'onduleur de tension est réalisée dans le repère naturel.

L'onduleur de tension dans la Figure 5 permet la modulation de six tensions $v_a, v_{a'}, v_b, v_{b'}, v_c, v_{c'}$. Ainsi, les tensions de sortie de chaque bras possèdent deux niveaux de tension, soit V_{DC} soit 0 en fonction de l'état des transistors d'un bras. En associant les tensions d'un pont en H, formé par deux bras qui alimentent une phase, trois niveaux de tensions sont disponibles à travers la phase.

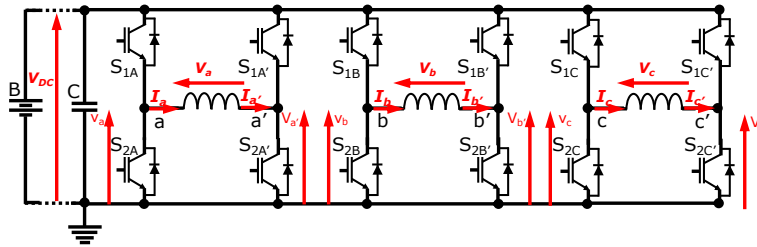


Figure 5 Onduleur de tension trois niveaux couplé avec une machine à trois phases indépendantes

Sur l'hypothèse que les trois ponts en H alimentent trois charges indépendantes, sans couplage électrique ou magnétique entre eux, alors le système dans la Figure 5 peut être scindé en trois ponts en H monophasés alimentés chacun par une source de tension. Dans ce cas, trois espaces indépendants de tension sont créés.

Le modèle choisi pour représenter l'onduleur 6 bras alimentant une machine à trois phases indépendantes sera développé au chapitre 2 en généralisant des travaux réalisés au laboratoire L2EP dans [66], [84]. L'analyse d'un onduleur monophasé y est réalisée utilisant le formalisme vectoriel. L'onduleur est caractérisé vectoriellement par les quatre vecteurs de tension (v_x, v_y) qu'il est possible de générer grâce aux 2^2 combinaisons permises par les deux bras.

Vue de la charge monophasée, l'onduleur peut être représenté par les projections de ces 4 vecteurs sur une droite, mettant alors en évidence que deux de ces quatre vecteurs ont la même projection. Est mis ainsi en évidence la présence d'un degré de liberté dans la commande de l'onduleur pour un résultat identique pour la charge monophasée. Vectoriellement, ce résultat sur le nombre de degrés de liberté peut être obtenu en recherchant la dimension du noyau de l'application linéaire entre l'espace de dimension deux associé au deux bras d'onduleur et à l'espace de dimension un associé à la charge monophasée. De même, les vecteurs dans l'espace de l'onduleur qui appartiennent au noyau ont la même image dans l'espace monophasé de la charge et ont donc le même effet sur la charge.

Dans ce cas extrêmement simple, ce même type de résultat peut être obtenu de façon différente [30] sans utiliser le formalisme vectoriel. L'intérêt du formalisme vectoriel est son extension immédiate lorsque le nombre de bras de l'onduleur et /ou le nombre de phases de la charge change.

Dans le cas d'une machine triphasée couplée en étoile alimentée par trois bras d'onduleur dont la représentation tridimensionnelle forme les 8 sommets d'un cube, la même démarche [66], [84] fait apparaître un noyau de dimension un associé au degré de liberté classiquement défini par la composante homopolaire de tension, l'image de l'onduleur dans l'espace de la machine étant alors un hexagone centré avec donc 7 points caractéristiques.

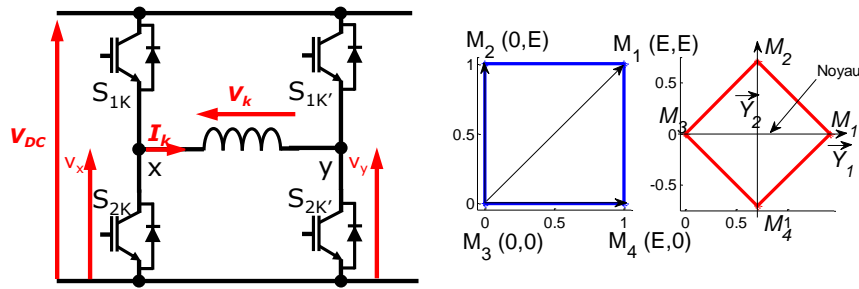


Figure 6 Espace de tension accessible avec une structure d'onduleur de tension monophasée

1.4. Résumé – conclusions

Pour conclure ce chapitre, on rappelle que la structure SOFRACI, qui est composée de trois ponts en H alimentant une machine à trois phases indépendantes, est d'après la littérature une structure n'ayant pas une potentialité élevée en termes de fonctionnement en mode de défaut. Par conséquent, la structure n'a pas été très étudiée par la communauté scientifique en termes de stratégie de contrôle – commande. En fait, c'est grâce à la fonctionnalité de recharge de la batterie que cette structure devient économiquement intéressante pour l'industrialisation.

Du fait du non couplage entre les phases, le circuit électrique équivalent de la machine comporte une composante homopolaire supplémentaire par rapport aux structures triphasées avec couplage étoile et neutre isolé. Cette composante est inévitablement à contrôler car elle intervient dans le processus de conversion électromécanique et est associée aux pertes par effet Joule. De plus, en termes de contrôle aux valeurs instantanées, les stratégies de pilotage de l'onduleur vont avoir un rôle important car deux circuits - diphasé et homopolaire - avec deux constantes de temps pouvant être très différentes, sont à alimenter.

2. Gestion de la composante homopolaire haute fréquence

Ce chapitre traite des stratégies de pilotage en modulation MLI pour un onduleur de tension à six bras. Notre étude se limite au cas des structures triphasées et plus particulièrement, au cas où chaque phase est alimentée par deux bras de l'onduleur.

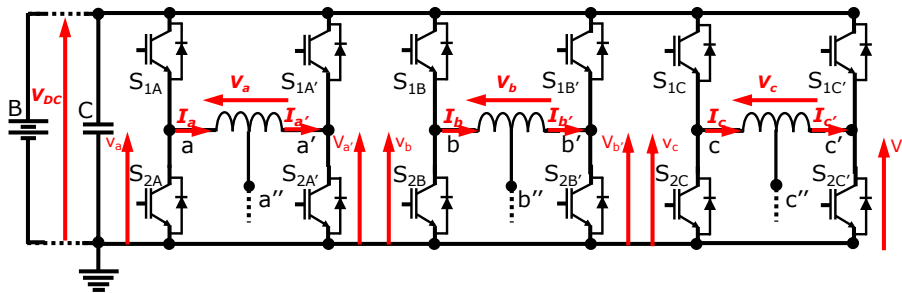


Figure 7 Topologie de l'alimentation étudiée

Par rapport à une structure triphasée classique alimentée par un onduleur de tension à trois bras, la structure d'onduleur à 6 bras comporte 3 degrés de liberté supplémentaires pour la commande. Néanmoins, elle doit également contrôler en plus une composante de courant homopolaire. Plus précisément, l'onduleur doit permettre de piloter aux valeurs moyennes des circuits électriques dont les constantes de temps peuvent être différentes : celles liées à la machine diphasée équivalente et celle liée au circuit homopolaire que l'on appellera machine homopolaire car potentiellement productrice de couple si le vecteur force électromotrice comporte une composante homopolaire.

On se placera initialement dans le cas classique d'une commande où la période MLI est choisie en fonction de la constante de temps électrique de la machine diphasée. Dans le cas où la constante de temps du circuit homopolaire est également élevée devant une période MLI, le courant homopolaire de haute fréquence ne se développe pas de façon significative. Par contre, dans le cas contraire, une composante haute fréquence du courant homopolaire peut se développer (dû à la stratégie de contrôle) et s'ajouter à la composante de basse fréquence. Ces composants hautes fréquences peuvent avoir des impacts négatifs en termes de dimensionnement du calibre des interrupteurs de puissance, de CEM, de pertes Joule. On rappelle que dans le cas d'une machine électrique modélisée au premier harmonique et sans fuite magnétique, l'inductance homopolaire, et donc la constante de temps associée, est nulle. L'hypothèse d'une constante de temps électrique homopolaire petite devant celle de la machine diphasée est donc à prendre en considération. Dans la machine prototype du projet SOFRACI, le rapport entre les deux constantes de temps est de l'ordre de 0.05.

Aussi, ce chapitre traite-t-il des recherches effectuées dans le but de trouver des stratégies de pilotage de l'onduleur adaptées pour réduire la composante homopolaire haute fréquence due à l'utilisation d'un modulateur d'énergie.

2.1. Modélisations vectorielles de l'onduleur à 6 bras

2.1.1. Définition d'un espace de dimension 6

L'onduleur à six bras permet d'alimenter la machine électrique avec six tensions dont la somme est le vecteur de tension moyen imposé au bobinage statorique de la machine. Exprimée dans une base naturelle orthonormée $B^6 = \{\vec{x}_1^6, \vec{x}_2^6, \vec{x}_3^6, \vec{x}_4^6, \vec{x}_5^6, \vec{x}_6^6\}$, l'expression du vecteur de tension appliqué au bobinage statorique est égale à :

$$\vec{v}_s = v_1 \vec{x}_1^6 + v_2 \vec{x}_2^6 + v_3 \vec{x}_3^6 + v_4 \vec{x}_4^6 + v_5 \vec{x}_5^6 + v_6 \vec{x}_6^6 \quad (12)$$

Du fait des possibilités de commande des interrupteurs, le choix des tensions avec lesquelles on peut générer le vecteur statorique \vec{v}_s s'opère parmi $2^6=64$ vecteurs distincts car chaque tension v_k peut être uniquement égale à V_{DC} ou à zéro.

La modélisation de l'onduleur de tension dans un espace de dimension six permettrait la prise en compte des phénomènes supplémentaires qui sont responsables de la génération du courant homopolaire de haute fréquence dans le cadre d'une topologie en pont en H avec point milieu accessible pour la charge. Ainsi, la Figure 8 présente le cas où, en fonctionnement en mode moteur, le point milieu est relié par des capacités parasites entre les bornes positive et négative du bus de tension. L'approche en six dimensions du modèle d'onduleur permet ainsi de diviser la tension sur la phase « k » en deux parties et d'analyser l'impact de ces capacités parasites pour une stratégie de pilotage donnée.

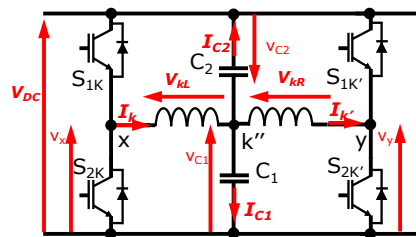


Figure 8 Présentation d'une phase de la machine connectée à l'onduleur en fonctionnement en mode traction avec la mise en évidence du point milieu de la bobine et les possibles capacités parasites associées

Si l'approche en six dimensions semble pertinente pour caractériser les phénomènes de haute fréquence liés à la composante homopolaire, elle apparaît très vite trop complexe si l'on se contente de modéliser la machine électrique comme une charge triphasée alimentée par trois tensions de phase.

Aussi, de la même façon que le couplage en étoile sans neutre sorti permet de réduire, vu de la machine électrique, l'onduleur à trois bras à une représentation par un hexagone dans un plan, de même, le fait que les bobines de la machine à six phases soient couplées deux à deux, permet, si on suppose que les points milieux des trois ensembles ainsi réalisés ne sont pas sortis, de réduire la dimension de l'onduleur de six à trois.

Cette réduction du nombre apparent de degrés de liberté nous permet d'utiliser des transformations algébriques classiquement appliquées sur la machine électrique. En utilisant la transformation de Concordia, nous pouvons projeter les vecteurs d'espace dans deux sous-espaces différents, chaque sous-espace étant associé à une famille d'harmoniques. La nouvelle configuration ne permet pas une analyse sur les phénomènes des capacités parasites comme nous l'avons présenté dans la Figure 8. En revanche, la séparation harmonique des vecteurs de tension due à la transformation et la possibilité d'utiliser des outils graphiques (3D) nous permettent de trouver plus facilement les structures de pilotage de l'onduleur, comme nous allons le voir en ce qui suit.

Bien évidemment, de la même façon que pour l'onduleur à trois bras il existe un degré de liberté qui est utilisé par l'injection d'harmonique de rang trois, il existe dans notre cas trois degrés de liberté

(cachés) qu'il s'agira de mettre à profit dans le cadre de la commande. Ces degrés de liberté seront exploités pour présenter différentes techniques de commande en MLI. L'idée sera alors de généraliser les développements réalisés dans [66], et rappelés dans le chapitre 1, pour la commande à l'aide du formalisme vectoriel de charge monophasée alimentée par un pont en H. En effet, dans la mesure où l'on peut considérer que le système est composé de trois ponts en H alimentant trois charges monophasées, les techniques de modulation en monophasé donneront de façon évidente des pistes dans l'exploitation des trois degrés de liberté disponibles [62], [63], [64], [65]. Ceci étant, il sera également proposé une technique de modulation spécifique pour tenir compte du fait que la charge est en fait réellement triphasée, avec couplage magnétique entre phases, et non simplement constituée de trois charges monophasées.

Enfin, si les trois points milieux sont sortis, alors les trois degrés de liberté permettront d'imposer les potentiels de ces trois neutres pour alimenter par exemple une charge triphasée qui y serait connectée, cela de façon indépendante de la commande de la machine électrique tant qu'il n'y a pas de saturation de l'onduleur à six bras.

2.1.2. Projection dans un espace de dimension 3

Sur l'hypothèse du fonctionnement en mode «traction» avec un moteur à trois phases alimentées par trois ponts en H, nous pouvons donc définir un nouvel espace avec l'avantage de la représentation en trois dimensions.

Ainsi, du point de vue de la charge de l'onduleur, la tension sur chaque phase est égale à la différence entre la tension imposée par le bras gauche et la tension imposée par le bras droit. Une nouvelle base peut être définie : $B^3 = \{\vec{x}_a^3, \vec{x}_b^3, \vec{x}_c^3\}$. Par rapport à cette nouvelle base, les tensions des phases peuvent s'écrire de la façon suivante :

$$\vec{v}_s = (v_1 - v_2)\vec{x}_a^3 + (v_3 - v_4)\vec{x}_b^3 + (v_5 - v_6)\vec{x}_c^3 \quad (13)$$

Les trois différences de tension représentent, dans notre cas particulier, les tensions de phase directement accessibles à l'aide de l'onduleur à six bras.

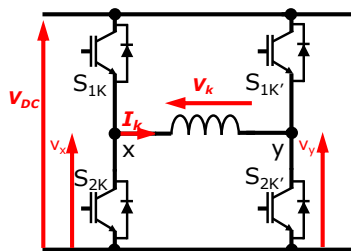


Figure 9 Présentation d'une phase de la machine connectée à l'onduleur en fonctionnement en mode traction sur l'hypothèse d'un espace de dimension trois pour les tensions

Ainsi, le vecteur de tension statorique représenté à l'aide de la base de dimension trois est égal à :

$$\vec{v}_s = v_a\vec{x}_a^3 + v_b\vec{x}_b^3 + v_c\vec{x}_c^3 \quad (14)$$

Dans cette nouvelle configuration, le nombre de vecteurs distincts accessibles avec la structure à six bras de l'onduleur reste égal à 2^6 . En revanche, la nouvelle base de dimension trois permet la projection de ces 64 vecteurs dans un espace de trois dimensions en regardant les possibilités d'alimentation de chaque phase. On distingue trois niveaux de tension indépendants qui peuvent être appliqués sur chaque phase en utilisant l'alimentation en pont en H :

$$v_k = \begin{cases} +V_{DC} \\ 0 \\ -V_{DC} \end{cases}, k = \{a, b, c\} \quad (15)$$

Ainsi, le nombre de vecteurs accessibles dans la base de dimension trois est égal à $3^3=27$ vecteurs. Derrière ces 27 vecteurs se cachent en fait 64 vecteurs dont certains ont des projections identiques dans l'espace de dimension 3.

Nous allons utiliser ces 27 vecteurs sachant que :

$$\begin{aligned} v_k = +V_{DC}, k = \{a, b, c\} &\Rightarrow \begin{cases} S_{1k} = 1 & S_{1k'} = 0 \\ S_{2k} = 0 & S_{2k'} = 1 \end{cases} \\ v_k = -V_{DC}, k = \{a, b, c\} &\Rightarrow \begin{cases} S_{1k} = 0 & S_{1k'} = 1 \\ S_{2k} = 1 & S_{2k'} = 0 \end{cases} \end{aligned} \quad (16)$$

Pour une tension nulle sur la phase, deux possibilités sont disponibles :

$$\begin{aligned} v_k = 0, k = \{a, b, c\} &\Rightarrow \begin{cases} S_{1k} = 1 & S_{1k'} = 1 \\ S_{2k} = 0 & S_{2k'} = 0 \end{cases} \\ v_k = 0, k = \{a, b, c\} &\Rightarrow \begin{cases} S_{1k} = 0 & S_{1k'} = 0 \\ S_{2k} = 1 & S_{2k'} = 1 \end{cases} \end{aligned} \quad (17)$$

2.1.2.1. Représentation graphique

La prise en compte des possibilités d'alimentation en valeurs instantanées de chaque phase a permis une modélisation de l'onduleur en trois dimensions au lieu de six. Utilisant cet avantage, la représentation graphique 3D est unique et adaptée à la machine triphasée sans charges connectées aux points milieux des enroulements. Elle permet de visualiser l'espace de tension généré par l'onduleur et couplé à la charge triphasée indépendante. Ainsi, le vecteur décrit par les trois tensions de phases est représenté par 27 différents points par rapport à 8 dans le cas des onduleurs triphasés classiques [56], [57]. La structure géométrique engendrée par la représentation de ces points conformément à (15) est celle d'un cube comme celui représenté par la Figure 10. Par rapport à la représentation d'un onduleur triphasé avec uniquement les 8 sommets d'un cube, il faut ajouter un point au centre du cube, un point au centre de chacune des 6 faces du cube et un point au centre de chacune des 12 arêtes.

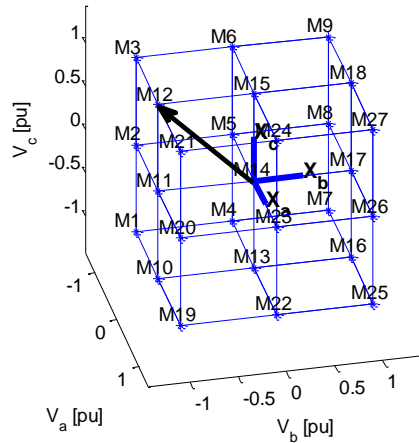


Figure 10 Représentation des vecteurs accessibles avec la structure à six bras d'onduleur en utilisant une base tridimensionnelle

La définition des vecteurs normalisés par la tension de bus DC est réalisée de la manière suivante :

$$M_{i3^2+j3^1+k3^0+14} = i\vec{x}_a^3 + j\vec{x}_b^3 + k\vec{x}_c^3 \text{ avec } i, j, k = \{-1, 0, 1\} \quad (18)$$

Par exemple, le vecteur M12 dans la Figure 10 est composé par la somme vectorielle des vecteurs :

$$\vec{v}_{s,M12} = 0\vec{x}_a^3 + (-V_{DC})\vec{x}_b^3 + V_{DC}\vec{x}_c^3 \quad (19)$$

Étant donné que l'on dispose à présent d'une représentation de l'onduleur directement dans l'espace des tensions de phase de la machine, il est intéressant de projeter les vecteurs caractéristiques de l'onduleur sur les sous-espaces propres de la machine en utilisant pour cela la transformée de Concordia. Deux sous-espaces sont donc considérés (Figure 11).

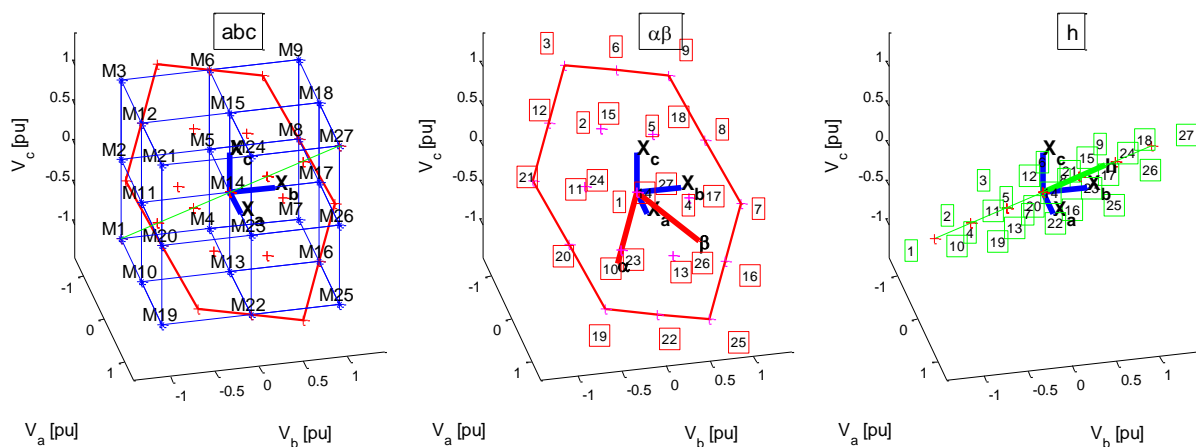


Figure 11 Représentation des vecteurs accessibles avec la structure à six bras d'onduleur en utilisant une base tridimensionnelle ; projections dans une nouvelle base découplée (voir zoom en annexe 6.10)

Le premier, appelé $\alpha\beta$, est l'espace de tension associé aux harmoniques un, cinq, sept, etc. Le deuxième, appelé h ou homopolaire, est l'espace de tension où tous les harmoniques multiples de

trois sont présents. Ainsi, la Figure 11 présente l'espace de départ (abc) où l'espace naturel triphasé se décompose dans l'espace bidimensionnel ($\alpha\beta$) et l'espace homopolaire (h).

On remarque que chacun des 27 vecteurs dans l'espace naturel a une composante projetée dans l'espace bidimensionnel et une projection dans l'espace homopolaire. Cette scission du vecteur dans les deux espaces découplés permet l'étude de l'impact de chaque vecteur utilisé par la stratégie de pilotage sur la composante fondamentale mais plus particulièrement, sur la composante homopolaire.

2.1.2.2. Analyse des familles de vecteurs

L'utilisation de la transformation de Concordia a permis la décomposition de l'espace tension dans deux espaces indépendants. Suivant la théorie des ensembles Multi-machines Multi-convertisseurs [58], [68], [69] les deux espaces de tension découplés sont associés à chaque machine fictive. Ainsi, le vecteur de tension généré par l'onduleur appliqué aux bornes de la machine influe sur les deux machines fictives en rapport avec leurs projections dans les deux espaces fictifs associés.

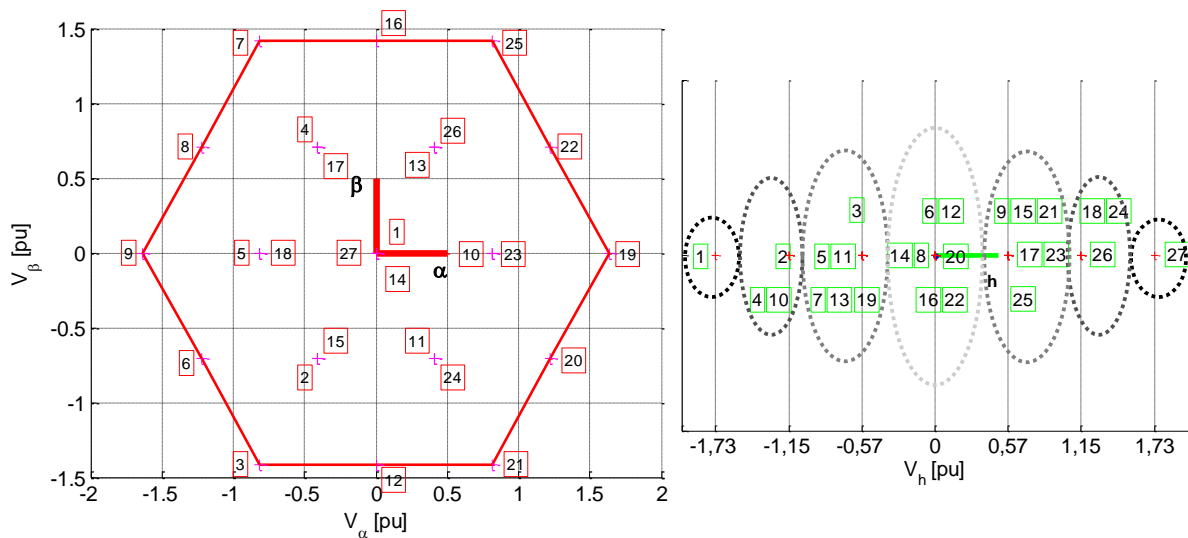


Figure 12 L'espace fictif principal ($\alpha\beta$) et l'espace fictif homopolaire (h), normalisé par la tension V_{Dc}

Dans la Figure 12 on retrouve les projections des vecteurs dans l'espace naturel (abc) sur l'espace $\alpha\beta$ (principal) et l'espace homopolaire (h). Regardons le plan principal. Les projections des 27 vecteurs dans le repère naturel forment un hexagone avec 19 valeurs distinctes. Chaque vecteur sur la frontière est à une commutation près de son voisin : on a donc choisi alors de le relier par un trait à son voisin. Les trois niveaux de tension caractéristiques à la structure en pont en H ramènent 271% plus de vecteurs par rapport à une configuration triphasée avec neutre isolé. Avec cette supériorité en nombre de vecteurs, le vecteur de référence moyen décrit dans le plan $\alpha\beta$ est obtenu avec un taux d'ondulation moins élevé que dans le cas des onduleurs avec deux niveaux de tension. Ainsi les ondulations des courants dans ce plan sont donc moins importantes.

Sur la droite homopolaire, les projections des vecteurs se regroupent dans quatre catégories :

- Un groupe où la composante homopolaire est nulle. Ils existent ici 7 vecteurs parmi lesquels : 6, 12, 20, 22, 16, 8 et le vecteur central 14. Ces vecteurs forment un hexagone inscrit dans l'hexagone apparaissant en Figure 12. Sa surface dans le plan $\alpha\beta$ est réduite de 25% par

rapport à celle du grand hexagone. Il est à noter également que le passage d'un point à un autre nécessite toujours plus d'une commutation.

- Un groupe où la composante homopolaire est égale à un tiers de la composante maximale. Ce groupe est le plus nombreux comptant 12 vecteurs : 3, 21, 19, 25, 7, 9, 15, 11, 23, 13, 17, 5.
- Un groupe où la composante homopolaire est égale à deux tiers de la composante maximale. On compte ici 6 vecteurs : 2, 24, 18, 26, 4, 10.
- Un groupe où la composante homopolaire est maximale et égale à $\sqrt{3}V_{DC}$. Dans ce groupe on compte deux vecteurs : 1 et 27 représentant deux coins du cube.

2.2. Stratégies possibles en MLI

Les stratégies de pilotage MLI sont les plus utilisées dans le cadre des actionneurs électriques. Ces techniques permettent la génération des tensions dont la valeur moyenne sur une période MLI est égale à la valeur de la référence. Par rapport aux commandes en « pleine onde », où des harmoniques de tension de rang faible comme trois, cinq et sept se retrouvent dans le spectre de tension, la technique MLI repousse tous les harmoniques résiduels autour des multiples des fréquences MLI. Ainsi, le problème de filtrage des harmoniques liées aux fréquences MLI est généralement résolu car le circuit de la machine se comporte comme un filtre passe-bas. Un problème plus délicat est dans le cas où la constante de temps du circuit de la machine est petite devant la période MLI. Dans ce cas, la valeur moyenne du courant est toujours bien contrôlée mais un spectre haute fréquence s'ajoute dû au manque de filtrage à la fréquence MLI. Ces courants de haute fréquence peuvent atteindre des valeurs importantes. Sans une reconfiguration de l'entraînement ou modification de la commande, ces courants demandent un redimensionnement des composants de l'onduleur avec un calibre en courant plus élevé. Une solution dans ce cas particulier est de placer en série des filtres [59], [60] avec une caractéristique fréquentielle telle qu'ils étouffent les haute fréquences des courants sans intervenir dans la plage des basses fréquences. Dans notre cas, la machine à contrôler est caractérisée par un bobinage qui comporte une constante de temps homopolaire faible. Pour contrôler cette machine, nous n'allons pas adopter les méthodes de [59], [60] car l'apport des filtres amène des coûts et des pertes Joule supplémentaires. Notre recherche est dirigée vers les stratégies de modulation capables de gérer les constantes de temps faibles de la machine en utilisant les degrés de liberté offerts par la structure en pont en H.

La stratégie de commande doit calculer les séquençements S_k et S_k' . C'est-à-dire qu'à partir d'une référence en valeur moyenne nous devons calculer une référence discrète. La modulation consiste à respecter la relation :

$$v_{ref}(t) = \langle v_{ref} \rangle q T_{MLI} + \Delta v_{ref}(t) \quad \text{où :} \quad (20)$$

$$\langle v_{ref} \rangle q T_{MLI} = \frac{1}{T_{MLI}} \int_{(q-1)T_{MLI}}^{qT_{MLI}} v_{ref}(\tau) d\tau \quad (21)$$

est la valeur moyenne de l'échantillon $v_{ref}(qT_{MLI})$ sur une période MLI. La valeur moyenne $\langle v_{ref} \rangle$ est égale à une somme des valeurs discrètes pondérées par les durées d'activation. Quelle que soit la décomposition du vecteur de référence, la valeur moyenne est unique. Par contre, le choix de la décomposition du vecteur amène à des bruits de conversion différents. Utilisant des techniques de MLI « centrées », le spectre harmonique du terme $\Delta v_{ref}(t)$ est minimal.

2.2.1. MLI intersective

L'appellation « intersective » est attribuée à cette famille de stratégies de commande de l'onduleur du fait du principe de calcul des séquencements S_k et S_k . Ils sont calculés à partir de la tension de référence qui est comparée à un signal triangulaire de fréquence fixe. Cette commande sélectionne naturellement les vecteurs à activer pendant une période MLI ainsi que leurs durées d'activation. Les durées d'activation des vecteurs sont implicitement calculées. Le séquencement des vecteurs est naturellement choisi pour minimiser le nombre de commutation d'interrupteurs en faisant commuter un seul bras de l'onduleur pour passer d'un vecteur à un autre.

2.2.1.1. MLI intersective 2 Niveaux

Cette configuration particulière de MLI intersective est souvent implémentée dans le cas des entraînements triphasés avec point neutre isolé. Cela est dû à leur simple implémentation qui consiste à comparer les signaux de référence avec une seule porteuse.

L'appellation « 2Niveaux » est attribuée par rapport au nombre de niveaux de tension applicables par l'onduleur de tension aux bornes de la machine. Ainsi, l'onduleur de tension imposera deux niveaux de tension : soit $+V_{DC}$ soit $-V_{DC}$. Dans [66] cette commande est appelée « commande complémentaire » ou « bipolaire ».

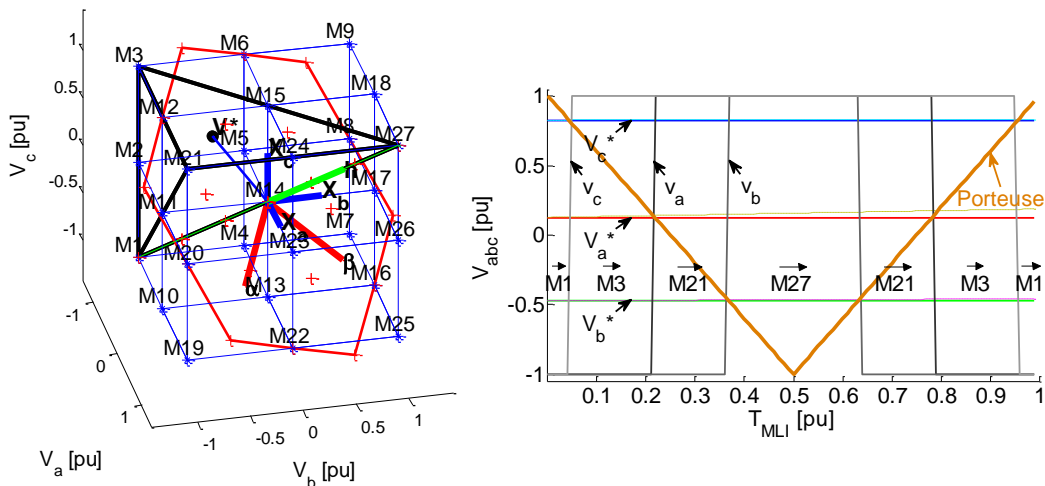


Figure 13 Modulation de type « 2 Niveaux » – vecteurs activés pendant une période MLI (voir zoom en annexe 6.10)

Le fonctionnement de la stratégie de commande « 2 Niveaux » attribue quatre durées d'activation à quatre vecteurs implicitement choisis pendant une période MLI. Les vecteurs sont activés successivement, sachant qu'un seul pont en H a besoin de changer l'état de fonctionnement à chaque commutation. À cause des niveaux de tension utilisés, la famille de vecteurs utilisée est restreinte, comptant uniquement huit vecteurs (M1, M7, M25, M19, M3, M9, M27, M21) sur les 27

disponibles. Les vecteurs sont positionnés au sommet de l'espace de tension de l'onduleur représenté par le cube dans la Figure 13.

La Figure 13 présente les étapes de commutation pour un vecteur arbitrairement choisi à l'intérieur du cube. On observe que la commande consiste à choisir, parmi les 8 vecteurs, les 4 vecteurs les plus proches constituant un tétraèdre au sein duquel se situe l'extrémité du vecteur souhaité. Les durées d'activation de chaque vecteur sont déterminées naturellement par l'intersection entre les références échantillonnées et la porteuse, comme par exemple dans la Figure 13.

La stratégie de modulation ainsi décrite pourrait être implantée de façon équivalente en considérant une commande par vecteur d'espace utilisant la même famille de 8 vecteurs (M1, M7, M25, M19, M3, M9, M27, M21) dont les projections définissent alors dans le plan diphasé de la machine un hexagone analogue à celui des onduleurs triphasés (Figure 14). Par contre, un des intérêts de la commande par vecteur d'espace disparaît dans notre cas. En effet, dans le cas d'une machine couplée en étoile, la commande par vecteur d'espace permettait d'injecter une tension homopolaire de façon implicite alors qu'il fallait explicitement modifier les consignes dans le cadre d'une commande intersective afin de pouvoir augmenter la valeur efficace du premier harmonique de 115%. Étant donné que, dans notre cas, l'injection d'une tension homopolaire génère directement un courant homopolaire, il est nécessaire de contrôler de façon explicite la tension homopolaire en gérant la machine homopolaire. Les trois références de tension résulteront d'un contrôle conjoint des courants dans la machine diphasée et dans la machine homopolaire. Le bloc de contrôle correspondant aura alors également la tâche de vérifier si les deux consignes issues des blocs de commande des deux machines n'entraînent pas une saturation de l'onduleur.

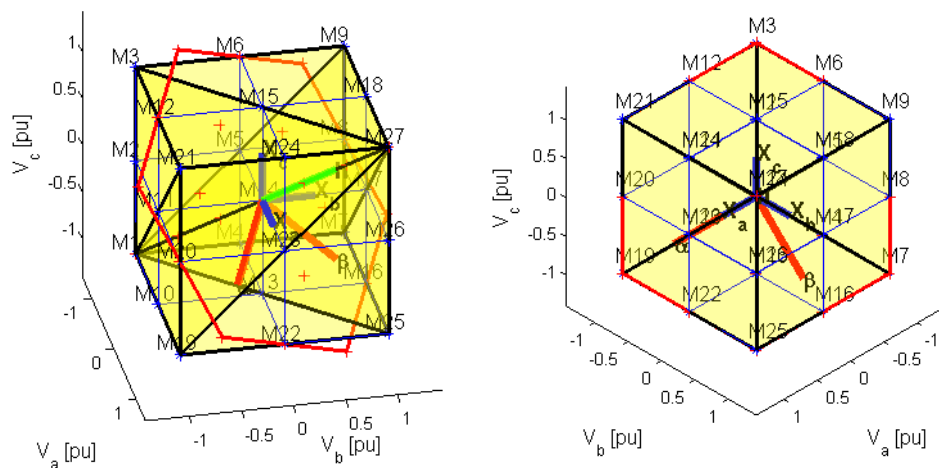


Figure 14 6 tétraèdres accessibles avec la modulation « 2 Niveaux » et leurs projections, six triangles en traits gras rouge et noir, sur le plan $\alpha\beta$ (voir zoom en annexe 6.10)

À part la simplicité d'implémentation, la stratégie deux niveaux présente quelques désavantages dans notre cas :

- Chaque période MLI démarrée se termine avec l'activation du vecteur avec le module de la composante homopolaire la plus importante (voir Figure 12). Dans le cas des machines avec neutre isolé, le courant homopolaire n'est pas affecté. Pour une topologie à phases indépendantes, l'utilisation des vecteurs M1 et M27 est responsable de la génération du

courant homopolaire de haute fréquence. Si le filtrage du circuit homopolaire n'est pas suffisant, le courant homopolaire peut atteindre des limites très élevées. Cela peut avoir trois conséquences majeures : détruire les composants semi-conducteurs, augmenter les pertes Joule, dégrader la compatibilité électromagnétique.

- Puisqu'il s'agit d'une « commande complémentaire », on demande à l'onduleur de réaliser des commutations simultanées sur les deux bras d'un pont en H. Le nombre de commutations n'est donc pas minimal.
- La génération d'un vecteur avec une moyenne nulle ou avec une valeur très faible présente un inconvénient pour la composante homopolaire car cela demande l'activation uniquement des vecteurs avec la composante homopolaire la plus élevée.

Pour pouvoir comparer quantitativement la suite des stratégies présentées dans ce mémoire, nous avons choisi quatre formes d'onde de référence sinusoïdale d'amplitudes différentes. Les paramètres de ces formes d'onde et les paramètres de simulation sont les suivants :

V_{DC}	f_{MLI}	$V_{crête}/V_{DC}$	f_{fond}/f_{MLI}	commutation
200 [V]	10 [kHz]	0, 0.33, 0.67 et 1 pu	0.01	idéale

Le résultat est présenté dans la Figure 15 pour la tension de phase et pour la tension homopolaire.

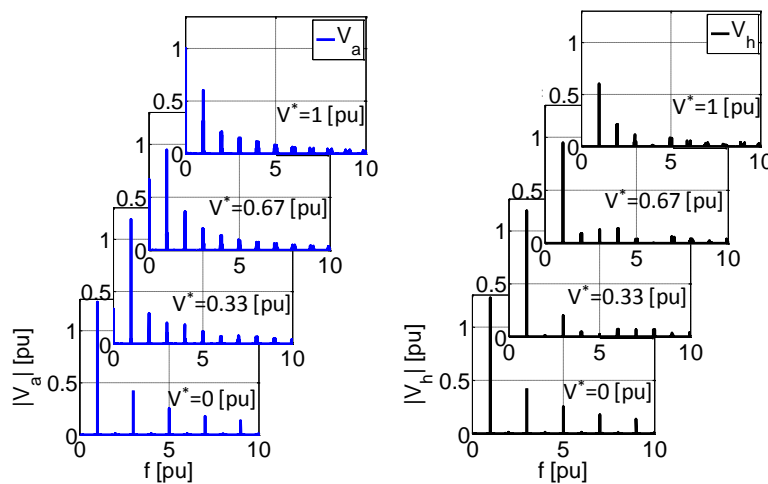


Figure 15 Spectre harmonique en utilisant la stratégie « MLI 2 Niveaux » ($1 f [pu] = f_{MLI}$)

La tension de phase présente un spectre harmonique riche en fréquences multiples de la fréquence de commutation. On remarque que pour une consigne de tension nulle, autour de la fréquence de commutation, la valeur de l'harmonique est égale à $4/\pi$, ce qui correspond à l'amplitude du premier harmonique d'une onde rectangulaire. Cette composante est visible aussi dans l'espace homopolaire. En augmentant la consigne de tension, le spectre harmonique de la tension homopolaire présente de légères améliorations, mais la commande reste assez inapplicable pour les machines à phases indépendantes avec une constante de temps du circuit homopolaire faible. L'utilisation importante des deux vecteurs M1 et M27 pendant chaque période MLI est responsable de l'injection de tension homopolaire dans des proportions non négligeables.

2.2.1.2. MLI intersective 3 Niveaux Simple Modulation

La stratégie « 3 Niveaux » ou « unipolaire » [66] a un taux d'utilisation de l'onduleur plus élevé que dans le cas de la commande précédente. Ainsi, tous les 27 vecteurs sont utilisables pendant une période MLI. Si on considère la commande par vecteur d'espace, cette dernière utilise donc une famille comportant les 27 vecteurs caractéristiques de l'onduleur en dimension trois.

Cette commande se démarque, par rapport à une structure « 2 Niveaux », par les trois tensions applicables aux bornes de la machine qui ont une valeur égale à $(+V_{DC}, 0, -V_{DC})$. La commande réalise la détection naturelle du signe de la tension de phase et permet ainsi une optimisation de la modulation.

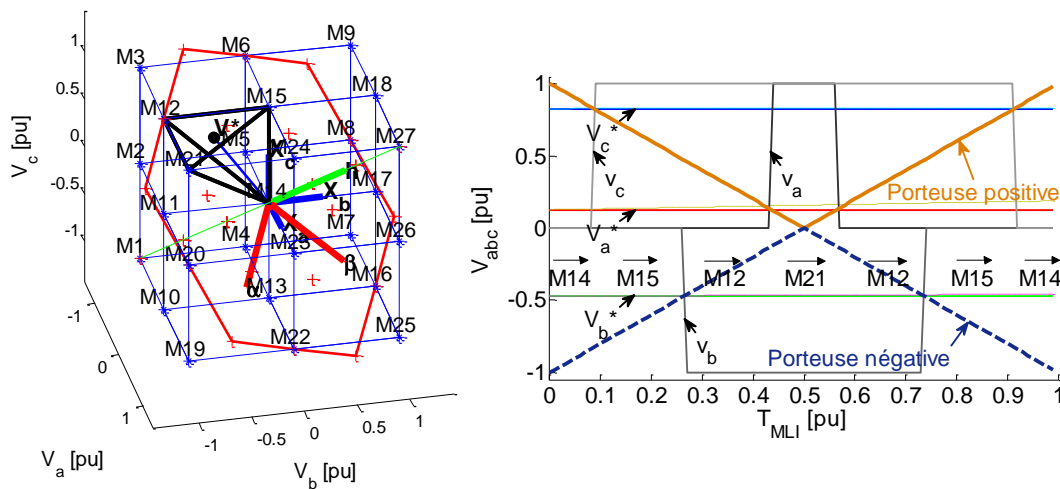


Figure 16 Modulation de type « 3 Niveaux Simple Modulation » – vecteurs activés pendant une période MLI (voir zoom en annexe 6.10)

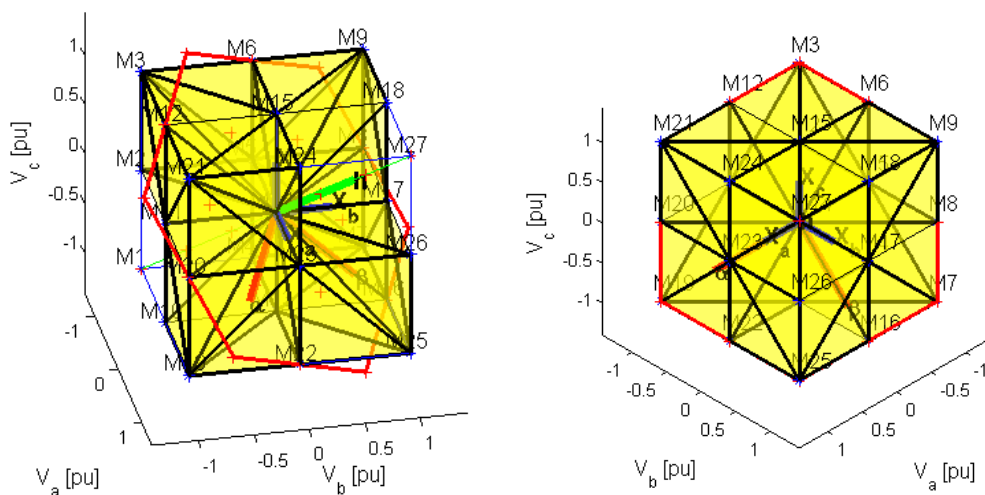


Figure 17 Tétraèdres accessibles lors de la modulation « 3 Niveaux » et projections sur le plan $\alpha\beta$ (voir zoom en annexe 6.10)

On remarque que la commande 3 Niveaux reprend le principe de fonctionnement de la commande « 2 Niveaux » : quatre vecteurs activés pendant une période MLI, succession des états de commutation entre deux vecteurs appliqués et le calcul naturel de la durée d'activation de chaque

vecteur suite aux comparaisons entre un signal de référence et les porteuses « positive » et « négative » [67] (Figure 16). Néanmoins, des différences existent.

Premièrement, à cause des multiples vecteurs accessibles, le tétraèdre formé par les quatre vecteurs activés pendant une période MLI entoure le vecteur de référence plus étroitement (Figure 16) que dans le cas de la modulation « 2 Niveaux » : les courants parasites générés seront donc de moindre amplitude. Par ailleurs, de par le principe de l'utilisation des deux porteuses, les vecteurs homopolaires de module maximum ne sont en général pas utilisés : il faudrait voir apparaître simultanément trois valeurs V_{DC} (ou $-V_{DC}$) ce qui suppose trois références de tension de même signe. La commande consiste donc à utiliser en général 36 tétraèdres sur les 48 disponibles. En effet seuls 6 parmi les 8 petits cubes sont utilisés (voir Figure 17 avec deux petits cubes non colorés). Les deux petits cubes exclus sont ceux possédant les points M27 et M1 comme sommet. La projection dans le plan des 36 tétraèdres permet bien d'occuper la même surface d'hexagone que dans le cas de la modulation deux niveaux. Par rapport à la stratégie « 2 Niveaux », les ondulations de tension seront ainsi moins fortes et le spectre de meilleure qualité (Figure 18).

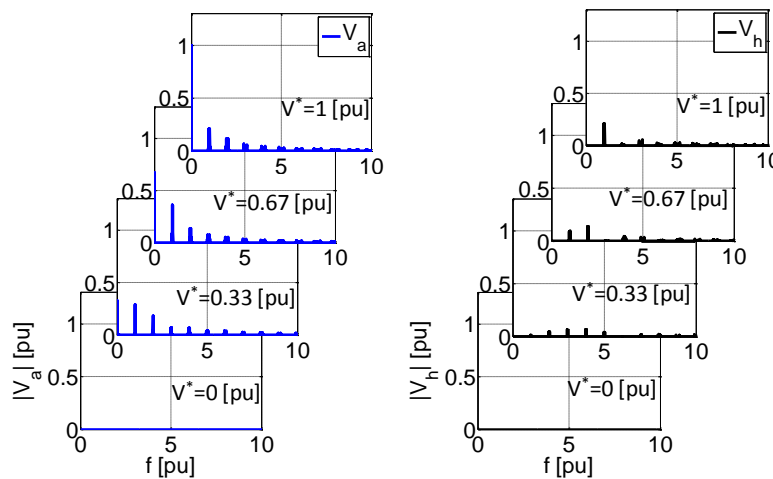


Figure 18 Spectre harmonique en utilisant la stratégie « MLI 3 Niveaux Simple Modulation » ($1 f [pu] = f_{MLI}$)

Deuxièmement, la stratégie emploie des vecteurs avec une composante homopolaire qui peut avoir une valeur égale à un tiers de la valeur maximale (pour une consigne sinusoïdale de tension). Ainsi, dans la Figure 18, le spectre de la tension homopolaire appliquée aux bornes de la machine est nettement amélioré autour des multiples de la fréquence de commutation.

Pendant une période MLI, en fonction de la polarité de la tension de référence sur une phase, la commande « 3 Niveaux » avec modulation unipolaire fixe le potentiel sur un des deux côtés du pont en H. Ainsi, pour moduler des tensions positives, les interrupteurs $S_{2k'}$ vont entrer dans un état de conduction, pendant que pour les tensions négatives ce sont les interrupteurs S_{2k} qui vont être en conduction.

Dans le cadre d'une référence nulle, on remarque que le spectre harmonique de tension ne présente aucune distorsion car la stratégie de pilotage « 3 Niveaux » n'a pas à faire commuter d'interrupteurs pour obtenir une valeur moyenne nulle. Cet aspect devient important lorsque le système de contrôle – commande de l'ensemble onduleur – machine est mis en route. La phase temporelle de mise à

l'échelle des capteurs (position, courants, tension) peut être réalisée sans aucune interférence électromagnétique.

Avec l'augmentation de la consigne, la part de la composante homopolaire augmente (vecteurs M15 et M21 dans notre exemple) ce qui se traduit par une augmentation du contenu spectral de la tension homopolaire autour de la fréquence de commutation. On peut ainsi affirmer que pour des consignes qui sont plus proches du vecteur sans composante homopolaire (M12 dans notre exemple), la pondération des autres vecteurs non nuls est moins importante pendant une période MLI. Cela justifie que le spectre de la tension homopolaire est sensiblement plus faible que dans le cas de la commande « 2 Niveaux ».

Si, comme pour la commande précédente, on s'intéresse à la commande par vecteur d'espace utilisant la même famille de vecteurs, on obtient pour la représentation de l'onduleur dans le plan de la machine principale un ensemble composé de six hexagones enchevêtrés et associés à des vecteurs dont le module de la composante homopolaire est nul ou maximum égal à $2/\sqrt{3}$. Les deux petits hexagones centraux ne sont, par contre, à considérer en général.

2.2.1.3. MLI intersective 3 Niveaux Double Modulation

La stratégie « 3 Niveaux Simple Modulation » présentée dans le paragraphe précédent peut être améliorée en utilisant une commutation de type « double modulation ». Cette commande permet l'utilisation d'une fréquence de modulation de tension deux fois plus élevée que la fréquence à laquelle les éléments semi-conducteurs sont sollicités. Dans la Figure 19 – droite on observe que la séquence de vecteurs est double par rapport à la commande précédente.

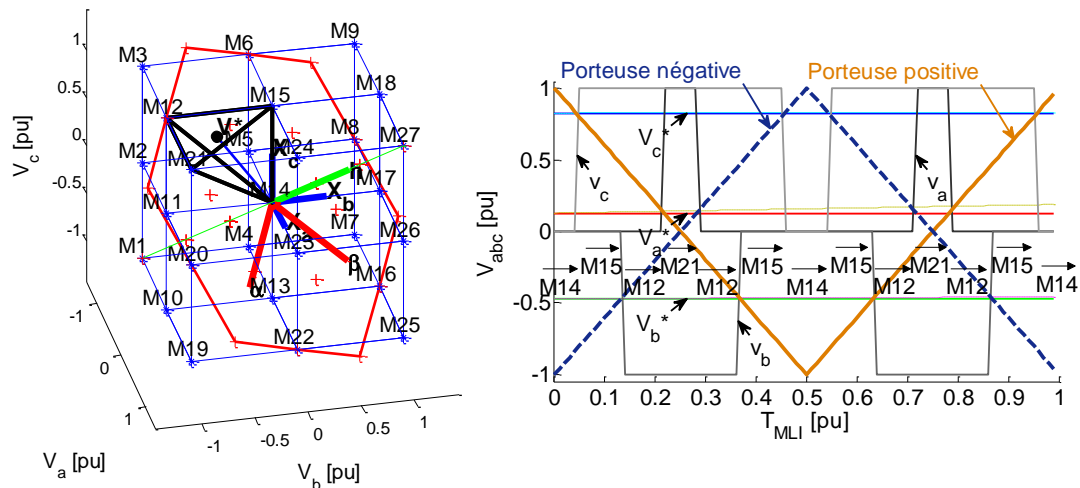


Figure 19 Modulation de type « 3 Niveaux Double Modulation » – vecteurs actifs pendant une période MLI (voir zoom en annexe 6.10)

Le nombre de commutations est double par rapport à la commande 3 Niveaux Simple Modulation. Dans le cas où les pertes par commutation ne présentent pas une contrainte, la double modulation permet une réduction des oscillations du courant du fait du doublement de la fréquence apparente de Modulation vue du bobinage du moteur.

Comme vu dans la Figure 19, suite à la fréquence deux fois plus élevée avec laquelle nous alimentons la machine, le spectre fréquentiel est décalé d'une multiplicité deux vers les hautes fréquences (Figure 20) en rendant plus facile le filtrage des courants par le bobinage statorique de la machine.

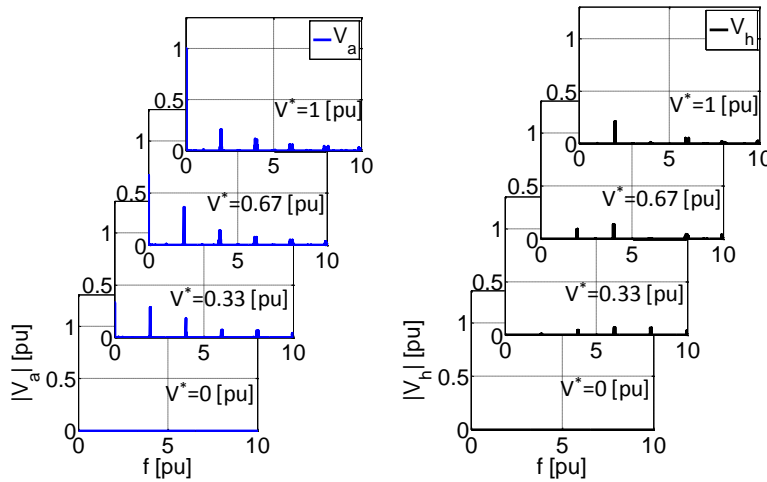


Figure 20 Spectre harmonique en utilisant la stratégie « MLI 3 Niveaux Double Modulation » ($1 f [pu] = f_{MLI}$)

On s'attend que le spectre du courant soit très propre pendant l'utilisation de cette commande de pilotage de l'onduleur. Bien évidemment on pourrait généraliser ce type de commande en une n-uple modulation, avec des avantages (fréquence apparente pour la charge) et inconvénient (multiplication par n des commutations).

2.2.2. MLI vectorielle Z-SVM

Les stratégies mentionnées dans le paragraphe choisissent et calculent les durées d'activation des vecteurs de manière implicite, à partir du vecteur de référence. Pour réduire encore plus le spectre de la tension homopolaire lié à la modulation on se dirige vers les techniques de modulation vectorielle.

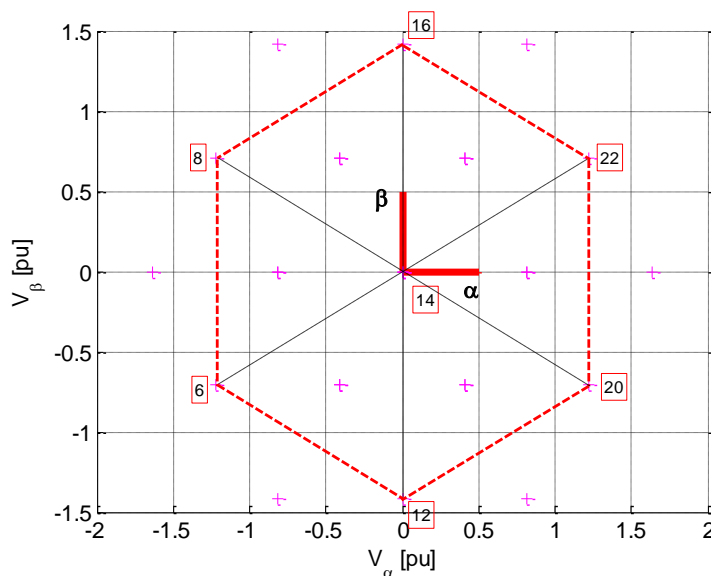


Figure 21 Plan $\alpha\beta$ accessible et vecteurs utilisables lors de l'utilisation de la stratégie vectorielle de modulation

L'examen des vecteurs sur l'espace homopolaire (Figure 12) indique une famille de sept vecteurs pour laquelle la composante homopolaire instantanée est nulle. Nous proposons la réalisation d'une MLI vectorielle en utilisant cette famille de vecteurs. Une approche similaire a été utilisée dans [71].

L'espace accessible dans le cadre de la commande vectorielle est présenté dans la Figure 21 comme dans [72]. On remarque que l'espace homopolaire associé à l'onduleur de tension n'existe plus⁴. Ainsi, on ne fonctionne plus dans un cube (ou dans un espace tridimensionnel) mais sur un plan (deux dimensions) réduit de l'espace $\alpha\beta$.

Dans le cadre d'une commande en valeurs moyennes, il est fondamental de pouvoir décomposer le vecteur de référence sur la famille de vecteurs choisie. Suite à la décomposition, les durées d'activation sont faciles à calculer.

Regardant le plan $\alpha\beta$ dans la Figure 21, en fonction de l'emplacement du vecteur de référence, une décomposition sur trois vecteurs les plus proches semble favorable du point de vue du nombre de commutations et oscillations de tensions induites. On divise le plan en six triangles et, en utilisant les propriétés des produits mixtes et la méthodologie développée dans [66], [79] et [81], la solution pour les trois durées d'activation des vecteurs est :

$$t_k = \frac{\det \begin{bmatrix} \overrightarrow{OV^*} & \overrightarrow{OM_j} & \overrightarrow{OM_q} \end{bmatrix}}{\det \begin{bmatrix} \overrightarrow{OM_k} & \overrightarrow{OM_j} & \overrightarrow{OM_q} \end{bmatrix}}; t_j = \frac{\det \begin{bmatrix} \overrightarrow{OM_k} & \overrightarrow{OV^*} & \overrightarrow{OM_q} \end{bmatrix}}{\det \begin{bmatrix} \overrightarrow{OM_k} & \overrightarrow{OM_j} & \overrightarrow{OM_q} \end{bmatrix}}; t_q = \frac{\det \begin{bmatrix} \overrightarrow{OM_k} & \overrightarrow{OM_j} & \overrightarrow{OV^*} \end{bmatrix}}{\det \begin{bmatrix} \overrightarrow{OM_k} & \overrightarrow{OM_j} & \overrightarrow{OM_q} \end{bmatrix}} \quad (22)$$

avec :

$$M_{k,j,q} = \{ \{M_{14}, M_{20}, M_{22}\}, \{M_{14}, M_{22}, M_{16}\}, \{M_{14}, M_{16}, M_8\}, \{M_{14}, M_8, M_6\}, \{M_{14}, M_6, M_{12}\}, \{M_{14}, M_{12}, M_{20}\} \} \quad (23)$$

où le point O est choisi comme origine et le vecteur de référence est noté par V^* .

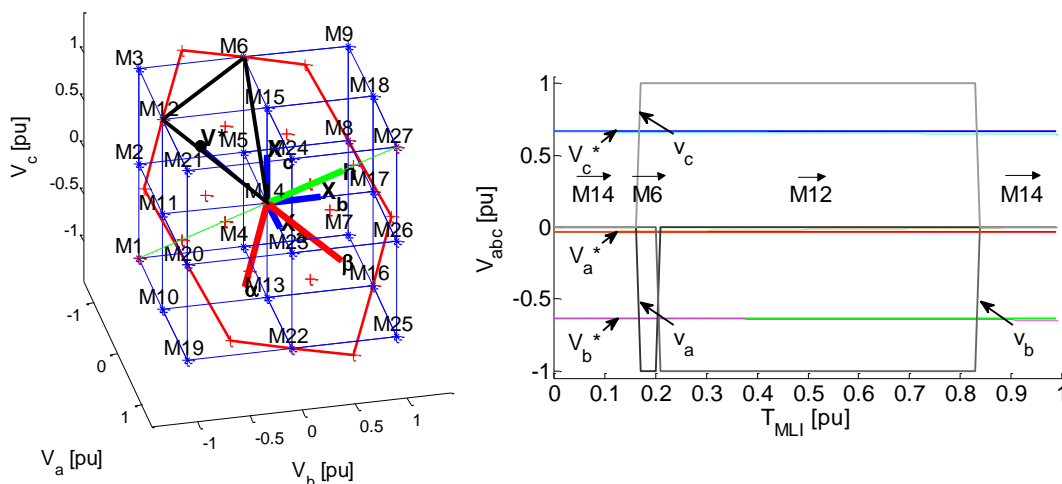


Figure 22 Modulation vectorielle « Z-SVM » – vecteurs activés pendant une période MLI (voir zoom en annexe 6.10)

⁴ Cette remarque est valable dans le cas d'une commutation idéale des éléments semi-conducteurs.

Suite aux calculs des durées d'activation, sous la réserve de fonctionnement hors saturation de l'onduleur, la commande vectorielle offre la possibilité de choisir l'ordre des séquencements des vecteurs à activer. Par exemple, dans la Figure 22, le vecteur nul (M14) est activé la moitié du temps au début et à la fin de la période MLI pour assurer une continuité entre deux périodes MLI. Pour les autres deux vecteurs, nous avons choisi de ne plus « centrer » les séquencements afin d'obtenir un nombre de commutations réduit. Cet aspect est renforcé par la nécessité de réaliser deux commutations simultanées à chaque transition vers un nouveau vecteur.

On remarque dans la Figure 22 que le vecteur de référence utilisé dans tous les exemples précédents concernant les stratégies intersectives comporte maintenant des changements. En effet, en raison du fait de travailler uniquement dans le plan $\alpha\beta$, la composante homopolaire en tension de référence ne peut plus être modulée. Ainsi, cette composante homopolaire a été soustraite de la tension de référence, rendant possible une décomposition du vecteur de référence sur trois vecteurs appartenant à un plan. La Figure 22 présente ainsi la projection du vecteur de référence initial sur le plan à homopolaire nulle et l'encadrement de cette nouvelle référence dans le triangle formé par les vecteurs à activer.

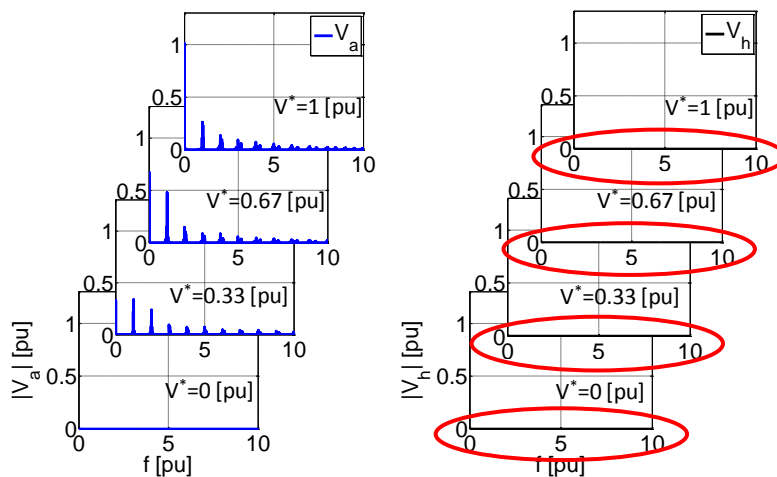


Figure 23 Spectre harmonique en utilisant la stratégie « Z-SVM » ($1 f [pu] = f_{MLI}$)

Le spectre de la tension homopolaire est bien évidemment nul car la commande vectorielle utilise uniquement des vecteurs sans composante homopolaire. En revanche, le spectre de tension de phase est légèrement plus affecté par des harmoniques liées à la commutation par rapport aux stratégies précédentes de type « 3 Niveaux ». Cela peut s'expliquer par l'utilisation de seulement deux vecteurs non nuls par rapport à trois vecteurs non nuls lorsque les commandes de type « 3 Niveaux » sont utilisées.

Du point de vue du nombre de commutations par période, le séquencement présenté dans la Figure 22 offre l'avantage d'un nombre réduit apparent de 3 commutations par rapport aux stratégies de type « 3 Niveaux ». Par contre, le passage d'un vecteur à un autre nécessite en fait 2 commutations. Le nombre total de commutations est au final le même que celui de la MLI « 3 Niveaux Simple Modulation ». Une particularité de cette stratégie est aussi la réalisation du vecteur nul de deux manières, car l'absence des porteuses le permet. Ainsi, le vecteur zéro peut être réalisé soit par la fermeture des interrupteurs en haut, soit par la fermeture des interrupteurs en bas. C'est un degré de liberté qui permet de contrôler la composante de mode commun de tension dans l'espace de tension de l'onduleur, ainsi que l'équilibrage du vieillissement des éléments semi-conducteurs.

2.3. Comparaison des stratégies en simulation

2.3.1. L'effet de la composante homopolaire – onduleur à commutation idéale

Notre recherche particulière dans le cadre des stratégies de pilotage de l'onduleur est due aux caractéristiques particulières de l'ensemble onduleur six-bras couplé avec la machine à trois phases indépendantes. Pour chaque stratégie de commande MLI, on en déduit des contraintes particulières pour la conception de la machine homopolaire afin que les pertes par commutation et les oscillations de courant haute fréquence dans la machine principale soient acceptables. Ainsi, les stratégies présentées ont le but de minimiser l'utilisation des vecteurs avec composante homopolaire car la possibilité de filtrage du courant par le circuit homopolaire est très limitée.

Les quatre stratégies MLI sont implémentées et validées en simulation en utilisant le logiciel Simulink. Concernant l'onduleur de tension, il est modélisé sans prise en compte des phénomènes caractéristiques aux étapes de commutation et avec des interrupteurs idéaux. Ainsi, on appelle ce type d'onduleur « idéal ». Pour faciliter la comparaison des stratégies, une commande à tension homopolaire nulle est utilisée ($V_h^* = 0$). De même, la fem homopolaire est considérée nulle pendant les quatre simulations.

Les paramètres principaux de la simulation sont répertoriés dans le tableau ci-dessous :

V_{DC}	$I @ 1 pu$	f_{MLI}	f_{fond}/f_{MLI}	τ_h	R_s	commutation
200 [V]	30 [A]	10 [kHz]	0.007957	0.736 [ms]	0.475 [Ω]	idéale

On remarque la présence d'un rapport de 7.3 entre la constante de temps du circuit homopolaire et la période MLI.

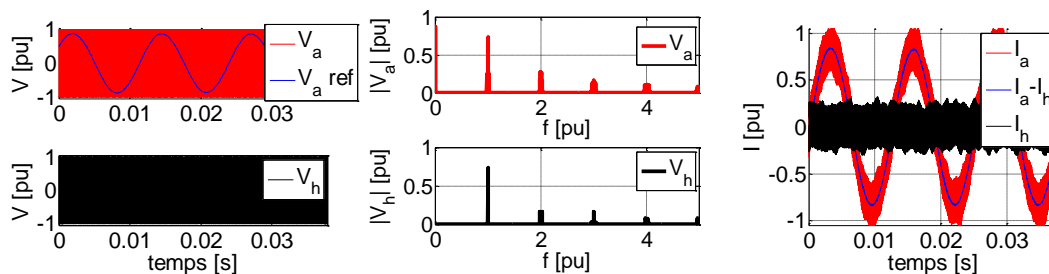


Figure 24 Modulation « 2 Niveaux » utilisant un modèle d'onduleur avec commutation idéale

Tout d'abord, nous présentons en début la stratégie « 2 Niveaux ». Dans la Figure 24 on aperçoit un exemple de tension de référence modulée par la stratégie « 2 Niveaux ». On observe qu'une tension homopolaire est constamment activée et que cela a une valeur crête égale à la tension du bus continu. L'analyse spectrale de la tension de phase et la tension homopolaire indiquent une composante avec une valeur non négligeable autour de la fréquence de commutation. Cette composante est principalement responsable pour la génération d'un courant homopolaire de même fréquence. En admettant que le circuit homopolaire a une faible qualité de filtrage, un courant homopolaire est développé comme exposé dans la Figure 24.

La stratégie « 3 Niveaux Simple Modulation » présente la particularité d'utiliser une décomposition du vecteur de référence sur une famille de vecteurs qui réduit la composante homopolaire.

Les tétraèdres qui forment les séquençements des vecteurs à activer pendant une période MLI comportent des vecteurs avec une composante homopolaire allant de 0 à 1 pu par tranche de un tiers, en fonction de la position géométrique dans l'espace de tension (le cube). Ainsi, le choix des vecteurs et leurs séquençements se trouvent efficaces par rapport à la réduction de la composante homopolaire en utilisant les vecteurs sélectionnés implicitement par la porteuse lors de l'intersection avec le vecteur de référence. C'est une différence notable par rapport à la stratégie « 2 Niveaux » et observable dans la Figure 25 dans le cas d'une référence sinusoïdale.

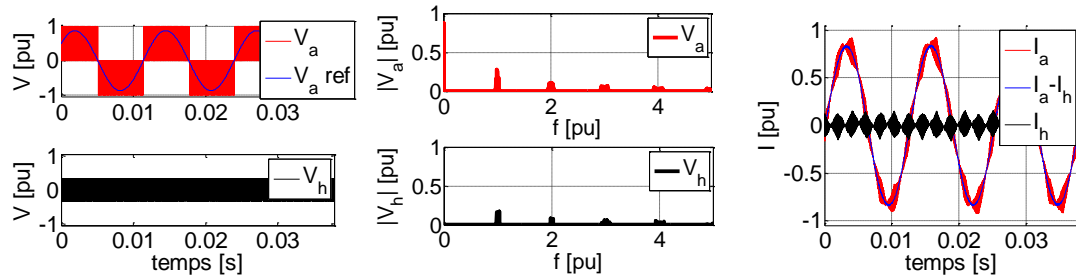


Figure 25 Modulation « 3 Niveaux SM » utilisant un modèle d'onduleur avec commutation idéale

Dans le cas des références sinusoïdales de tension ou des références proches du plan $\alpha\beta$ (avec faible composante homopolaire) la valeur maximale de la composante homopolaire est de un tiers du bus continu. Pendant une période électrique, le vecteur de référence traverse 12 tétraèdres qui entourent le plan $\alpha\beta$. Dans chaque tétraèdre, quatre vecteurs sont activés avec un séquençement équilibré qui recentre le vecteur nul (M14) au début et à la fin de la période. Parmi les quatre vecteurs activés, un vecteur a une composante homopolaire égale à un $\frac{1}{3}$ de la composante maximale, un autre a une composante homopolaire égale à un $-\frac{1}{3}$ de la composante maximale et deux vecteurs ont une composante homopolaire nulle. Suite au passage du vecteur de référence dans un tétraèdre, la pondération de l'utilisation des deux vecteurs avec composante homopolaire est visible aux niveaux des pulsations du courant homopolaire dans la Figure 25 qui peut être visualisée comme un enchaînement de diamants (voir annexe 6.7.2.2 pour plus de détails).

La stratégie MLI « 3 Niveaux DM » comporte des similarités avec la stratégie MLI en « 3 Niveaux SM » du point de vue du principe de fonctionnement. On utilise les mêmes tétraèdres que pour la commande précédente, mais pendant une période MLI les séquençements des vecteurs parcourent deux fois un tétraèdre.

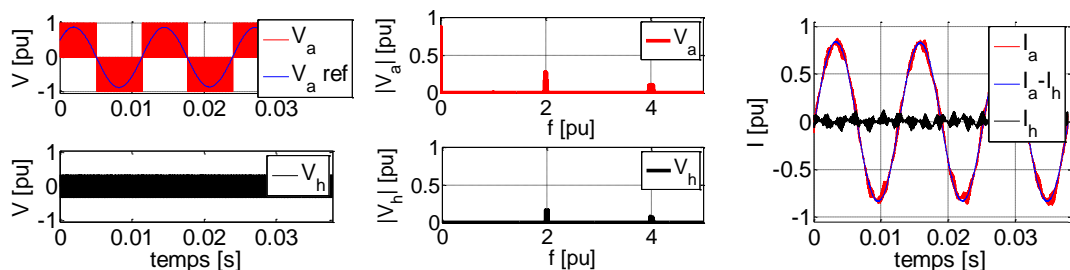


Figure 26 Modulation « 3 Niveaux DM » utilisant un modèle d'onduleur avec commutation idéale

Ainsi, pendant une période MLI, la durée d'activation des vecteurs avec composante homopolaire est identique à celle du cas précédent, mais il est réparti sur un nombre de séquences deux fois plus

grand. Par conséquent, la tension appliquée sur le circuit homopolaire a une fréquence deux fois plus élevée et permet un mieux filtrage par le circuit homopolaire.

La stratégie vectorielle a été conçue à l'aide des vecteurs sans composante homopolaire. Ainsi, pendant toute la période MLI, le circuit homopolaire est alimenté avec le vecteur nul.

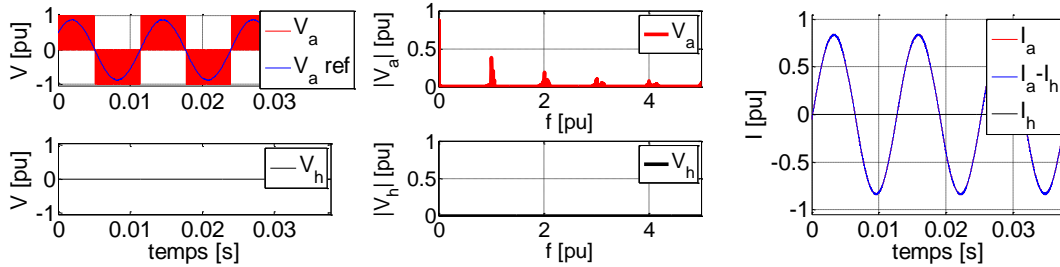


Figure 27 Modulation vectorielle « Z SVM » utilisant un modèle d'onduleur avec commutation idéale

Cela permet d'avoir un courant homopolaire haute fréquence nul et dans l'optique d'une machine sans composante homopolaire dans la fem, un courant homopolaire totalement nul comme présenté dans la Figure 27.

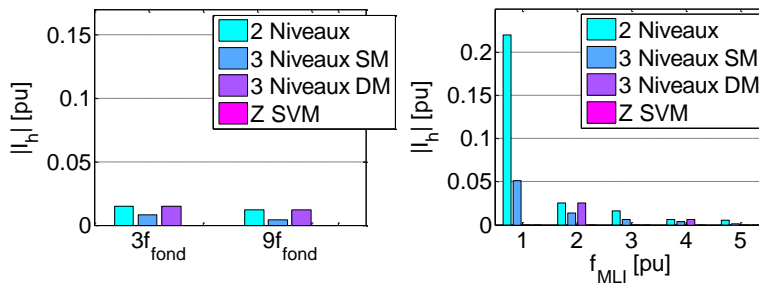


Figure 28 Le courant homopolaire pour les quatre stratégies de pilotage de l'onduleur utilisant un modèle d'onduleur avec commutation idéale

Dans la Figure 28 nous avons groupé l'analyse spectrale du courant homopolaire en deux catégories : une catégorie basse fréquence liée aux harmoniques trois et neuf, et une catégorie liée aux multiples des fréquences des commutations.

On constate une légère composante homopolaire de basse fréquence due aux associations des temps d'activation des vecteurs avec les séquençages des vecteurs calculés implicitement par les stratégies intersectives.

Pour ce qui est du courant homopolaire haute fréquence, on en retrouve un taux important pour la commande « 2 Niveaux » proportionnel avec le taux d'utilisation des vecteurs de tension homopolaire. Ensuite, une réduction progressive du spectre du courant homopolaire est perceptible jusqu'à l'atténuation totale en utilisant la commande de type « space vector ».

2.3.2. L'effet de la composante homopolaire – onduleur à commutation non idéale

Dans le cadre de ce paragraphe nous dirigeons notre attention sur l'impact des non-linéarités de l'onduleur sur les quatre stratégies MLI proposées. On propose une poursuite de l'analyse sur le cas

particulier discuté lors de la présentation des résultats de modulation sur l'onduleur idéal. Pour cela, un modèle plus complexe est utilisé pour la modélisation de l'onduleur de tension à l'aide du module SimPowerSystems dans Matlab. Les paramètres utilisés correspondent à ceux du matériel du banc d'essai.

V_{DC}	$I @ 1 pu$	f_{MLI}	f_{fond}/f_{MLI}	τ_h	R_s
200 [V]	30	10 [kHz]	0.007957	0.736 [ms]	0.475 [Ω]
Temps mort	$R_{ON IGBT/DIODE}$	$V_{f IGBT}$	$V_{f DIODE}$	$T_{fall 10\%}$	T_{tail}
1 [μs]	0.001 [Ω]	2.2 [V]	0.8 [V]	0.1 [μs]	0.1 [μs]

Nous conservons une commande à tension homopolaire nulle et on considère une fem de rang trois nulle de façon à faciliter l'analyse comme dans le cas à onduleur avec commutation parfaite.

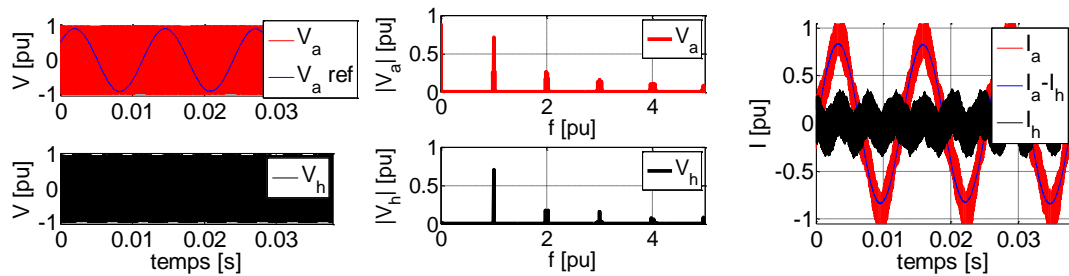


Figure 29 Modulation « 2 Niveaux » utilisant un modèle d'onduleur à commutation non idéale

On observe dans la Figure 29 la modulation « 2 Niveaux ». Le spectre haute fréquence de tension est comparable avec le spectre haute fréquence de l'onduleur idéal. En revanche, une composante basse fréquence dans la tension homopolaire d'alimentation est présente. Cette composante apparaît lorsque les éléments d'électronique de puissance ne sont plus idéaux et qu'ils comportent des chutes de tension. Les chutes de tension sur les composantes ensemble avec la loi de commande engendrent une tension homopolaire de basse fréquence. Après le filtrage par le circuit homopolaire, un courant homopolaire de haute fréquence mais également un courant de basse fréquence sont retrouvés.

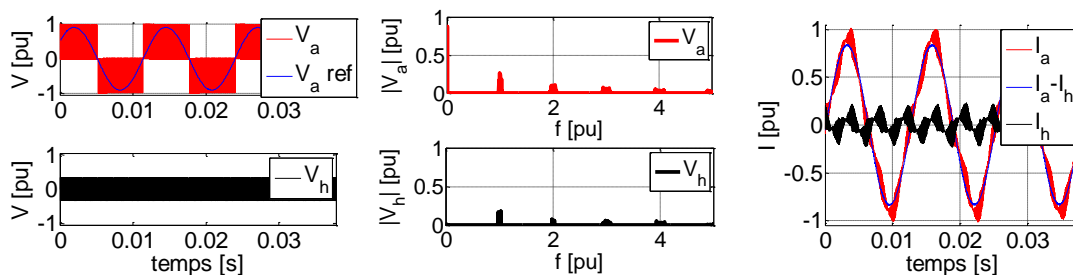


Figure 30 Modulation « 3 Niveaux SM » utilisant un modèle d'onduleur à commutation non idéale

Dans le cas de la stratégie « 3 Niveaux SM », on remarque le même phénomène, la présence d'un harmonique de basse fréquence de rang trois qui s'ajoute à la composante haute fréquence du courant homopolaire (Figure 30).

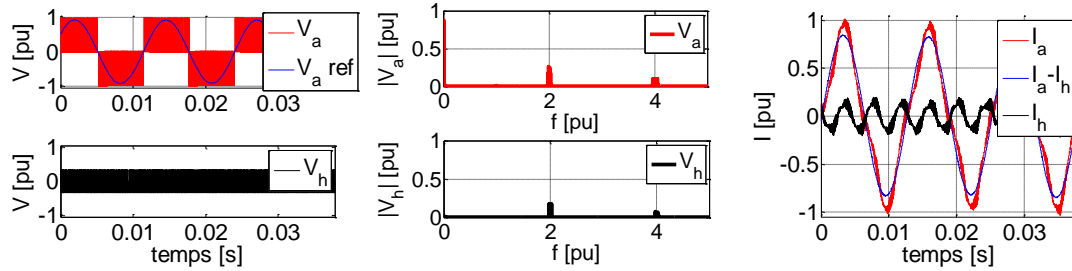


Figure 31 Modulation « 3 Niveaux DM » utilisant un modèle d'onduleur à commutation non idéale

Concernant la stratégie « 3 Niveaux DM » on remarque que la double modulation est responsable d'une augmentation du courant homopolaire de basse fréquence (Figure 31). Cet aspect est explicable dans la mesure où cette modulation change deux fois plus souvent de vecteurs ainsi les durées relatives aux phénomènes de commutations augmentent dans un même rapport.

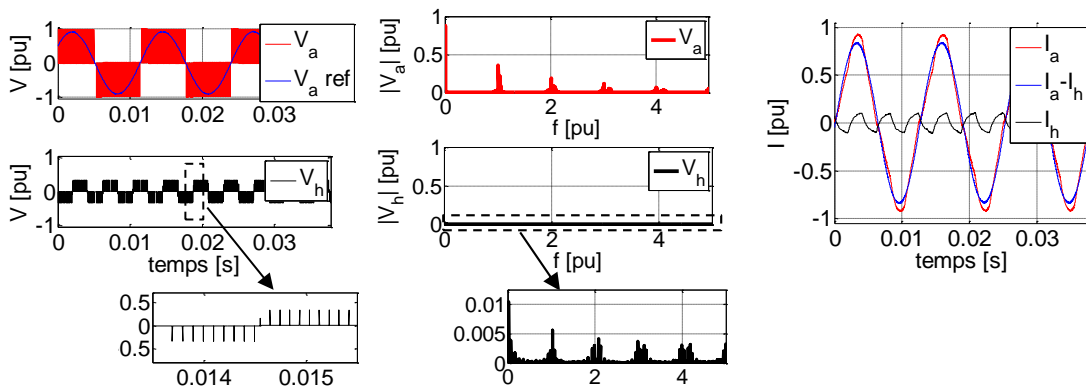


Figure 32 Modulation vectorielle « Z SVM » utilisant un modèle d'onduleur à commutation non idéale

La stratégie « Z SVM » est également affectée par une composante basse fréquence détectable dans la composante homopolaire. Cela est visible dans l'analyse spectrale réalisée dans la Figure 32, avec une composante égale à $0.01 pu$ pour l'harmonique trois.

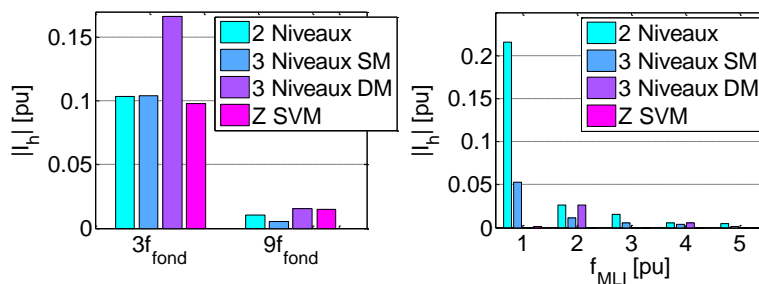


Figure 33 Le courant homopolaire pour les quatre stratégies de pilotage de l'onduleur utilisant un modèle d'onduleur à commutation non idéale

Nous avons observé que les non linéarités de l'onduleur sont particulièrement responsables d'un phénomène supplémentaire de basse fréquence qui se superpose aux phénomènes de haute fréquence. Ainsi, on retrouve dans les courants une composante d'harmonique trois avec un déphasage relatif par rapport à l'harmonique fondamental de π radians. Pour l'exemple pris en analyse, l'harmonique trois est retrouvé constant dans trois cas des stratégies de modulation avec une majoration pour la stratégie en double modulation. Du point de vue des hautes fréquences,

l'analyse sur l'exemple proposé n'affiche pas de différences sensibles en rapport avec les résultats simulés avec le modèle parfait d'onduleur.

2.3.3. Prise en compte des phénomènes de saturation et des durées minimales de conduction

Dans le cas des stratégies MLI intersectives, la prise en compte de la saturation de l'onduleur est gérée dans une couche supérieure, principalement par la stratégie de commande de la machine. Ainsi, les références de tension sont envoyées par les contrôleurs vers l'étage de modulation. Si la gestion de la saturation n'est pas correctement faite par la structure de commande, la référence de tension ne correspond pas avec les possibilités physiques de modulation de l'onduleur. Un état de fonctionnement en saturation s'installe car la stratégie de modulation de type intersectif calcule la durée d'activation des vecteurs de manière implicite et n'est pas à même de gérer le phénomène de saturation.

Dans ce cas, une solution est de limiter la tension de référence qui est responsable de la mise en saturation de l'onduleur. On garantit ainsi un vecteur modulé avec un module maximal. En revanche, la direction du vecteur n'est plus égale à celle initiale.

Dans le cas des stratégies de modulation vectorielle, plusieurs types de modifications du vecteur de référence sont possibles car en début de période on connaît les valeurs des temps d'activation, donc nous pouvons réagir sur la commande de pilotage des interrupteurs. Une stratégie possible est de garder la même direction du vecteur de référence. Dans ce cas, nous allons modifier la norme du vecteur suite à une intervention de post-traitement sur les temps d'activation de chaque vecteur activé pendant une période MLI.

Le phénomène des temps morts (anti chevauchement) ou les durées nécessaires pour la mise en conduction de l'interrupteur sont responsables des commutations intermédiaires avec un possible impact gênant pour la commande. Ainsi, pour que l'approximation de modulation aux valeurs moyennes soit satisfaite et pour une maîtrise des commutations pendant une période MLI, ces phénomènes de non linéarité de l'onduleur doivent être pris en compte dans la commande.

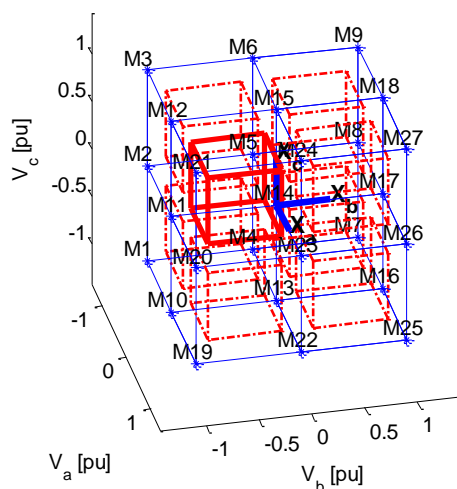


Figure 34 Mise en évidence des zones de saturation pour l'implémentation des durées minimales de conduction

Une solution qui permet de minimiser l'impact des non linéarités de l'onduleur mentionnées est l'imposition de la durée minimale de conduction. Cette imposition correspond à une réduction de l'espace accessible provoquant une saturation forcée.

Dans le cas d'un onduleur à trois niveaux de tension, en prenant la représentation tridimensionnelle sous forme du cube, la saturation forcée se reflète par l'imposition de travailler dans huit petits cubes, comme indiqué en Figure 34 non jointifs les uns aux autres. Ce phénomène est nouveau par rapport à celui d'une commande deux niveaux car dans ce cas, la prise en compte des durées minimales de conduction induit seulement une réduction homothétique de la surface de l'hexagone et non une partition de cet hexagone en 6 petits hexagones disjoints. Par conséquent on s'attend à des effets de distorsion en tension dans le cadre des commandes trois niveaux.

Du point de vue de la commande, cette saturation forcée demande à agir sur la norme du vecteur, tout en gardant sa direction initiale. Ainsi, on distingue que jusqu'à un palier (V_{min}), la norme du vecteur doit être augmentée pour pouvoir être sur la frontière de la zone permise (petit cube dans la Figure 34). Ensuite, au-delà d'un nouveau palier (V_{max}), la référence du vecteur doit être réduite.

$$v_{k\ ref} = \begin{cases} sign(v_{k\ ref})V_{min} & \text{pour } |v_{k\ ref}| \leq V_{min} \\ v_{k\ ref} & \text{pour } V_{max} > |v_{k\ ref}| > V_{min} \\ sign(v_{k\ ref})V_{max} & \text{pour } |v_{k\ ref}| \geq V_{max} \end{cases}, \quad k = \{a, b, c\} \quad (24)$$

La présence des huit zones accessibles dans l'espace de tension mène à une interdiction d'utilisation continue des vecteurs de l'onduleur (le vecteur M14 par exemple).

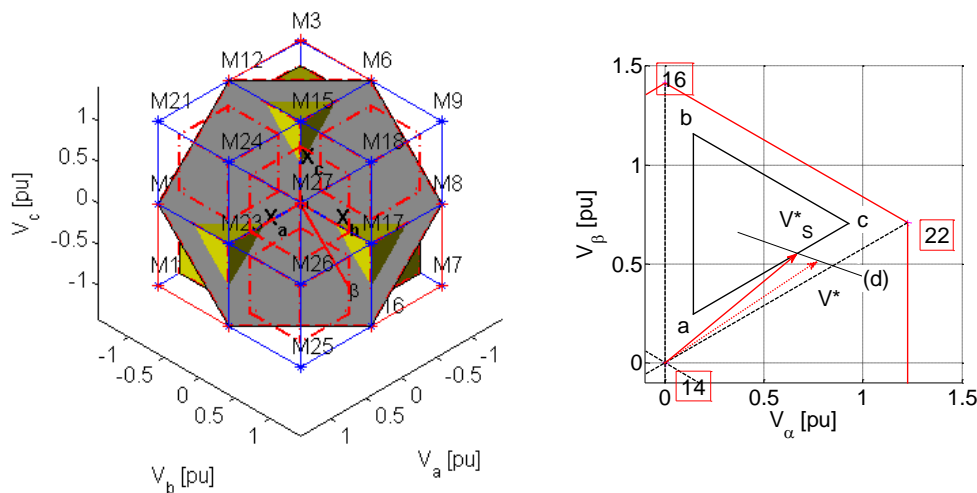


Figure 35 Gauche: Tension de référence accessible pendant la « Z SVM » avec prise en compte des durées minimales de conduction; Droite: vue sur le secteur défini par les vecteurs 14, 16 et 22.

Dans le cas de la stratégie vectorielle « Z SVM », la référence de tension se trouve dans un plan qui est caractérisé par la surface délimitée par six vecteurs M16, M22, M20, M12, M6 et M8. En prenant en compte les saturations dues aux durées minimales de conduction, on observe que la surface accessible par le vecteur de référence n'est plus un hexagone mais six triangles écartés l'un de l'autre. Cela se retrouve facilement par l'intersection entre les huit zones de tension accessibles (dans la forme de cube) et le plan à homopolaire nul (le plan $\alpha\beta$). Cet aspect est présenté dans la Figure 35 (gauche) de façon partielle pour aider à la compréhension.

Dans la Figure 35 (droite), il est présenté un secteur du plan $\alpha\beta$ avec mise en évidence de la zone permise, le triangle défini par les points abc . Le vecteur de référence V^* , généré par la structure de commande, est renormé et il lui est donné une nouvelle direction en fonction d'un critère imposé dans la stratégie de gestion de la saturation. La droite (d) permet de définir et orienter le vecteur saturé V_s^* à l'intérieur de la zone permise de plusieurs façons en fonction des critères choisis pour sortir de la zone interdite. En ce sens, [66] propose, par exemple, une homothétie par rapport au centre de gravité du triangle abc .

2.3.4. Prise en compte des capacités parasites

Ce paragraphe est destiné à une étude qualitative des effets de type capacités parasites qui ont été introduites lorsque nous avons présenté la structure onduleur – machine électrique. La Figure 8 montre le choix de modélisation qui a été fait pour prendre en compte des phénomènes liés aux capacités parasites. Pour chaque phase deux capacités ont été ajoutées, une entre le point milieu de l'enroulement et le bus positif et une autre entre le même point milieu et le bus négatif. On obtient ainsi un modèle de représentation simple.

Les valeurs de ces capacités parasites ont été choisies selon le tableau ci-dessous.

V_{DC}	R_{C1}	R_{C2}	C_1	C_2	f_{MLI}	commutation
200 [V]	0.1M [Ω]	1M [Ω]	100 [nF]	1 [nF]	10 [kHz]	idéale

Les effets des quatre stratégies de modulation sur les courants de phase, en prenant en compte les capacités parasites, sont étudiés pour un point de fonctionnement et affichés dans la Figure 36.

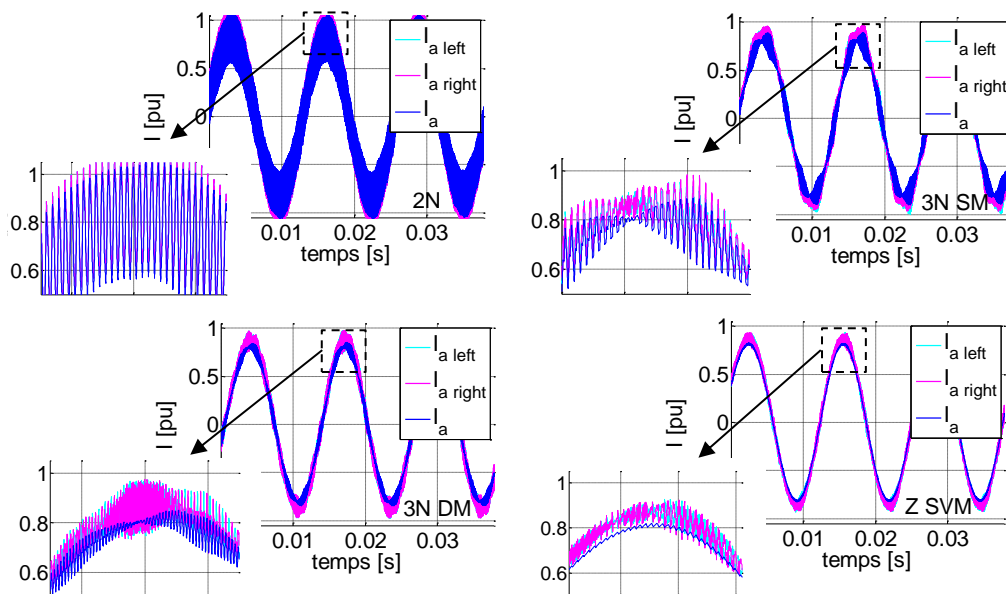


Figure 36 Le courant de phase et l'effet des capacités parasites en rapport avec la stratégie de modulation (résultats de simulations)

On observe que la stratégie « 2 Niveaux » a un impact limité sur le courant de phase par rapport au cas où les capacités parasites n'ont pas été prises en compte. Le courant de phase présente un léger écartement par rapport au cas où les capacités parasites sont négligées. On remarque aussi que les deux courants des côtés gauche et droit du pont en H sont identiques.

Concernant les stratégies de type « 3 Niveaux » on remarque que les courants par phase ne sont plus identiques pour les deux demi enroulements. On constate que pour la stratégie en « Double Modulation » un phénomène de résonance apparaît lorsque le vecteur de tension de référence est situé auprès d'une frontière d'un tétraèdre. Cette étape de fonctionnement correspond au cas où l'un des vecteurs de référence est proche de zéro et la durée d'activation des deux autres est quasi égale.

La stratégie vectorielle « Z SVM » a un comportement qui s'approche de celui de la stratégie « 2 Niveaux » en termes de phénomènes de résonances. Les oscillations de courant dues aux capacités parasites se révèlent les plus faibles parmi les quatre stratégies.

Les capacités parasites et les inductances des enroulements forment un circuit LC qui est susceptible d'entrer en résonance avec la fréquence de commutation des interrupteurs. Ainsi, nous avons confirmé l'apparition du phénomène de résonance dans le cadre de la stratégie « 3 Niveaux DM » pour un spectre de fréquences compris entre 4 kHz et 20 kHz.

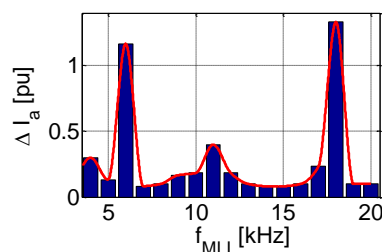


Figure 37 Taux moyen d'oscillation dû aux capacités parasites pendant l'utilisation de la stratégie « 3 Niveaux DM » pour plusieurs fréquences MLI

Dans la Figure 37 on distingue deux fréquences qui sont particulièrement dangereuses. Ces deux fréquences MLI sont impérativement à éviter puisque le taux d'oscillations atteint des valeurs alarmantes.

Bien entendu ces analyses demandent à être approfondies dans chaque cas particulier. Un modèle haute fréquence devrait alors être établi pour l'entraînement électrique ainsi qu'un modèle des interrupteurs. L'objectif était de mettre en évidence que, contrairement aux cas sans neutre sorti, l'inductance homopolaire peut interagir plus facilement avec les capacités parasites en créant des circuits oscillants. Il est donc encore plus nécessaire de veiller aux valeurs des capacités parasites dans notre système. Plus ces dernières sont faibles, plus le phénomène mis en évidence dans ce paragraphe sera rare.

2.4. Résumé – conclusions

Ce chapitre traite des phénomènes qui apparaissent lors de l'alimentation d'une machine synchrone à trois phases indépendantes par un onduleur à 6 bras.

Lorsque l'on utilise ce type d'alimentation, des courants de hautes fréquences apparaissent, particulièrement si la période de MLI est choisie uniquement en fonction de la constante de temps de la machine diphasée équivalente (celle qui seule existe lorsque la machine triphasée est couplée en étoile). Bien qu'il ne s'agisse pas de l'objectif principal de ce chapitre, on remarque aussi

l'apparition de distorsions de basse fréquence, principalement des harmoniques de rang trois, dans les courants.

Afin de traiter le problème du courant homopolaire haute fréquence, un modèle vectoriel d'un onduleur à 6 bras qui alimente une machine à trois phases indépendantes a été développé. Ce modèle de l'onduleur est une généralisation directe de celui opéré pour un onduleur à 3 bras alimentant une machine triphasée couplée. On passe ainsi d'une représentation de l'onduleur par un hexagone centré avec 7 points caractéristiques dans un plan à une représentation par un cube à faces centrées avec 27 points caractéristiques dans un espace de dimension trois.

Ce modèle de dimension trois a permis, de par sa représentation visuelle, de trouver facilement des stratégies de commande rapprochées de l'onduleur (notamment dite Z SVM) et de prévoir qualitativement les différences attendues au niveau des courants de hautes fréquences pour les différentes techniques de modulation. Les performances de la stratégie classique deux niveaux ont mis en évidence qu'elle était à proscrire lorsque l'inductance homopolaire de la machine était faible devant son inductance cyclique. Une stratégie dite Z SVM a été développée mettant en évidence une solution optimale au sens des hautes fréquences. Deux autres modulations intermédiaires trois niveaux ont été proposées.

Une fois traité l'aspect haute fréquence avec un modèle de l'onduleur à interrupteurs idéaux, la robustesse des différentes stratégies a été testée en considérant un modèle plus fin. Cette robustesse a été examinée non seulement par rapport aux phénomènes haute fréquence mais aussi en prenant en compte le domaine des basses fréquences, cela, afin de déterminer qualitativement les différentes causes de la distorsion basse fréquence (harmonique trois) dans les courants de la machine.

L'étude de robustesse à partir de modèles plus fins de l'onduleur a mis en évidence que les origines d'un harmonique de rang 3 de courant ne proviennent pas uniquement de la machine électrique lorsqu'elle comporte une force électromotrice de rang 3. Du fait des stratégies de commande, des imperfections de l'onduleur ainsi que des temps morts nécessaires à un fonctionnement sécurisé, des composantes de rang trois apparaissent. Par conséquent, si une grande maîtrise du courant homopolaire de basse fréquence est requise alors des asservissements performants sont à mettre en place. Il faudra alors utiliser des techniques trois niveaux simple modulation ou double modulation proposées à la place de la technique Z SVM qui, bien qu'elles réduisent mais sans annuler les composantes de haute fréquence du courant homopolaire, autorisent le contrôle des composantes de basse fréquence. Ceci est l'objet du chapitre 3.

Il apparaît alors à ce niveau le point faible de la stratégie Z-SVM car elle applique des tensions homopolaires instantanées strictement nulles. Si cela est idéal au sens des hautes fréquences, par contre cela ne peut permettre une compensation d'un courant homopolaire dû à des imperfections de l'onduleur. Ainsi, de façon générale, il faudra être capable à tout moment d'utiliser la stratégie qui apparaît comme optimale au sens des hautes fréquences mais aussi des basses fréquences.

Les travaux présentés dans ce chapitre ont permis la rédaction des deux articles de conférence [130] et [131].

3. Contrôle de la composante homopolaire basse fréquence

Dans ce chapitre nous allons présenter des solutions de contrôle de l'entraînement électrique constitué d'un onduleur et d'une machine à trois phases indépendantes (structure SOFRACI). Dans le premier paragraphe, une analyse des problèmes caractéristiques de cette structure est effectuée. Dans le deuxième paragraphe, différentes stratégies, tirant profit de la composante supplémentaire de courant qu'offre cette structure, sont présentées et étudiées. Enfin, un bilan comparatif sera fait sur les différentes façons de contrôler le système par la mise en évidence des avantages, des inconvénients et des limites.

3.1. Spécificités d'une structure à trois phases indépendantes

La structure SOFRACI a été conçue pour répondre à une des problématiques majeures des véhicules électriques d'aujourd'hui : le stockage de l'énergie et sa conséquence pratique i.e. l'autonomie. La solution à ce problème du point de vue du projet SOFRACI est de pouvoir réaliser des recharges rapides de la batterie avec un coût d'investissement modéré pour le chargeur. On peut en effet, considérer qu'un temps de recharge court peut rendre acceptable une autonomie relativement faible. Une structure innovante, sans contacteur et en utilisant uniquement les composants de puissance nécessaires pour la fonction de traction a ainsi été brevetée. On est ainsi capable de réaliser une recharge triphasée avec une puissance équivalente à la puissance de la chaîne de traction électrique.

Si la solution SOFRACI offre des bénéfices pour la partie *recharge*, il faut par contre, en ce qui concerne la partie *traction électrique*, prendre en compte un certain nombre de facteurs liés à la structure sans couplage électrique de l'ensemble onduleur - machine électrique.

Nous allons analyser la présence de cette donnée supplémentaire au travers de quatre critères : le couple (valeur moyenne et pulsation), la saturation (en valeur moyenne) en tension et en courant, les pertes Joule et la structure de régulation.

3.1.1. Impact sur le couple

Le but d'un entraînement électrique utilisant une machine électrique tournante est de transformer, le plus efficacement possible, l'énergie électrique en énergie mécanique. La grandeur à contrôler est le couple qui doit avoir une valeur moyenne non nulle.

$$T_{utile} = \langle T \rangle + \Delta T \quad (25)$$

Sur l'aspect d'une bonne qualité de conversion de l'énergie électrique en énergie mécanique, il est préférable que la valeur moyenne du couple $\langle T \rangle$ soit la plus grande possible par rapport aux pulsations de couple. Les pulsations du couple ΔT sont vues comme une perturbation du point de vue de la commande et comme une contrainte du point de vue de la charge.

De par sa nature monophasée, le circuit associé à la composante homopolaire d'une machine électrique ne peut générer qu'un couple comportant certes une valeur moyenne non nulle mais aussi nécessairement une valeur pulsatoire, cette dernière ne pouvant être nulle contrairement à ce qui peut être observé dans le plan diphasé dq . Dans le cas des machines électriques à nombre impair de phases N_{ph} , le couple homopolaire est le résultat de l'interaction du courant homopolaire et de la

force électromotrice (fem) homopolaire qui est considérée comme ayant une forme sinusoïdale de pulsation $3p\Omega_m$.

Par un bilan énergétique, l'expression du couple homopolaire peut être donnée comme la somme d'une composante constante et d'une composante pulsatoire. En considérant que le courant et la fem homopolaire normalisée par la vitesse sont définis par :

$$\begin{aligned} i_h(t) &= \hat{I}_{H1} k_{I N_{ph}} \sin(N_{ph} p \theta_m + \phi_{I1N_{ph}}) \\ \varepsilon_h(t) &= \hat{K}_t k_{FEM N_{ph}} \sin(N_{ph} p \theta_m + \phi_{FEM 1N_{ph}}) \end{aligned} \quad (26)$$

Or, du fait de la construction symétrique de la machine électrique, l'écart angulaire $\phi_{FEM1N_{ph}}$ entre une composante harmonique de rang un et une de rang trois (Figure 38) prend des valeurs $k\pi, k=0,1,2,\dots$

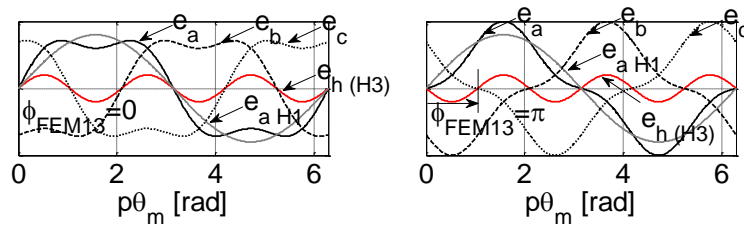


Figure 38 Mise en évidence du déphasage relatif ϕ_{FEM13} calculé entre la fem fondamentale (H1) de la phase a et la fem homopolaire (H3) pour une machine triphasée

Il vient par bilan énergétique l'expression du couple homopolaire :

$$\begin{aligned} T_h &= \underbrace{\frac{N_{ph}}{2} \hat{I}_{H1} k_{I N_{ph}} \hat{K}_t k_{FEM N_{ph}}}_{K_{Th}} [\cos(\phi_{I1N_{ph}} - \phi_{FEM 1N_{ph}}) - \cos(2N_{ph} p \theta_m + \phi_{I1N_{ph}} + \phi_{FEM 1N_{ph}})] \\ &= K_{Th} [\cos(\phi_{I1N_{ph}} - \phi_{FEM 1N_{ph}}) - \cos(2N_{ph} p \theta_m + \phi_{I1N_{ph}} + \phi_{FEM 1N_{ph}})] \end{aligned} \quad (27)$$

Avec \hat{I}_{H1} la valeur crête du courant de l'harmonique fondamental, K_t la constante de la fem, et $k_{I N_{ph}}$ et $k_{FEM N_{ph}}$ les taux d'harmonique caractéristiques à l'espace homopolaire, pour le courant et pour la fem respectivement. Pour une machine à trois phases avec ϕ_{FEM13} égal à π , l'expression (27) devient :

$$\begin{aligned} T_h &= -\frac{3}{2} \hat{I}_{H1} k_{I3} \hat{K}_t k_{FEM 3} [\cos(\phi_{I13}) - \cos(6p\theta_m + \phi_{I13})] \\ &= -K_{Th} [\cos(\phi_{I13}) - \cos(6p\theta_m + \phi_{I13})] \end{aligned} \quad (28)$$

La représentation de (28) en fonction du déphasage ϕ_{I13} et pour différentes positions mécaniques, est présentée en Figure 39.

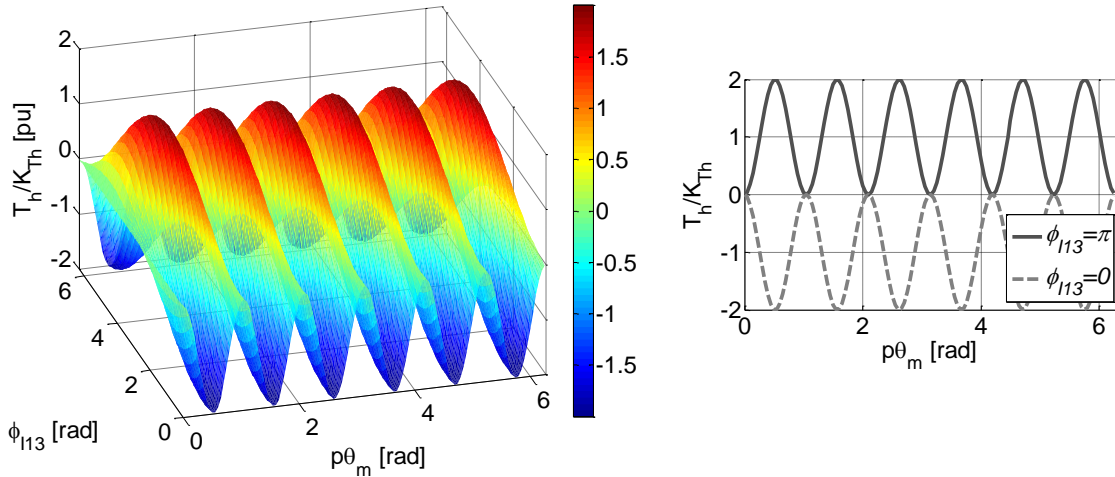


Figure 39 Gauche : Couple homopolaire normalisé représenté en fonction de l'angle mécanique et déphasage entre le courant et la fem homopolaire pour une machine électrique triphasée ; Droite : Représentation en deux dimensions du couple homopolaire normalisé, pour deux déphasages ϕ_{113}

La Figure 39 offre une vue en trois dimensions sur la forme des pulsations du couple homopolaire en fonction de la position mécanique et de ϕ_{113} . La pulsation du couple est égale à six fois la pulsation électrique et en fonction du déphasage ϕ_{113} la valeur moyenne du couple peut être non nulle. Considérant le courant et la fem homopolaire normalisée comme décrits par (26), la valeur maximale du module du couple homopolaire normalisé par la constante de couple K_{Th} peut atteindre une valeur de $1 pu$ pour un courant homopolaire en phase avec la fem homopolaire.

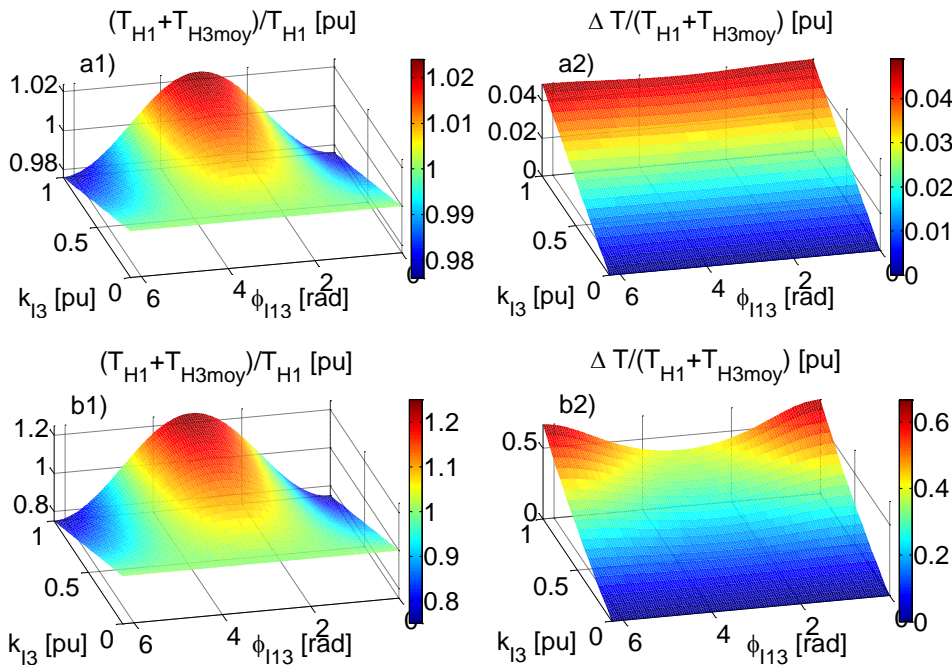


Figure 40 Impact de l'homopolaire sur le couple électromagnétique total : a1) et b1) Gain en couple ; a2) et b2) Pulsation du couple par rapport au couple moyen. Figures a1) et a2) réalisées pour $k_{FEM3}/k_{FEM1}=0.024 pu$. Figures b1) et b2) réalisées pour $k_{FEM3}/k_{FEM1}=0.25 pu$

L'analyse de l'impact sur le couple en fonction de ϕ_{113} et de k_{13} , le taux d'harmonique homopolaire du courant, se continue dans la Figure 40. Dans cette figure, le gain moyen de couple qui est obtenu avec l'utilisation de la composante homopolaire est calculé pour deux cas de taux d'harmonique trois

présents dans la fem. En fonction de la pondération de l'harmonique trois dans les courants, le couple moyen total peut prendre des valeurs différentes. En rapport avec la valeur du couple moyen dans les Figure 40 a1) et b1), les pulsations du couple sont également affectées (Figure 40 a2) et b2)).

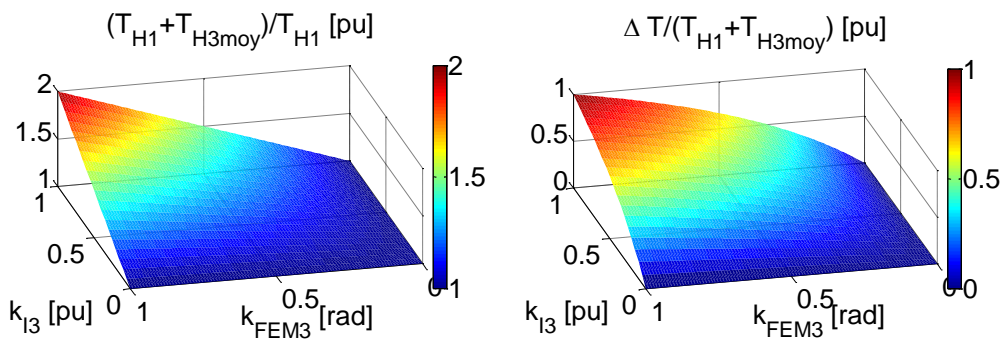


Figure 41 Impact de l'homopolaire sur le couple électromagnétique total dans le cas d'un déphasage ϕ_{13} pour un couple homopolaire moyen maximum ($\phi_{13}=\pi$)

Enfin, la Figure 41 offre une image entre le couple moyen maximal et les pulsations du couple. Sans appliquer des contraintes sur les taux d'harmonique trois dans les courants ou dans la fem, un gain de deux pu en couple moyen en utilisant la composante homopolaire est atteignable. Bien évidemment, une précaution est nécessaire car les pulsations du couple sont assez importantes et peuvent atteindre une valeur égale à celle du couple moyen.

Revenons sur les paramètres du prototype SOFRACI pour lequel $k_{FEM3}/k_{FEM1}=0.024 pu$, avec l'hypothèse de l'absence des contraintes de courant, le couple moyen maximal à l'aide de la composante homopolaire est égal à $\langle T \rangle = 1.024 pu$ avec une valeur pour les pulsations égale à $\Delta T = 0.047 pu$. D'un premier point de vue, la composante supplémentaire offerte par la machine homopolaire n'apporte pas réellement d'avantages en termes d'apport de couple. Mais d'autres utilisations de ce degré de liberté, présentées dans le paragraphe 3.2, sont possibles. Elles se basent sur le fait que l'injection d'un harmonique de rang trois n'ayant que peu d'influence sur la qualité du couple, les valeurs de k_{I3} et de ϕ_{13} deviennent un paramètre de liberté que le concepteur est libre de choisir pour optimiser d'autres critères que le celui de la qualité du couple.

3.1.2. Impact sur la saturation de l'onduleur en tension et en courant

Dans ce paragraphe on examinera l'impact de la présence d'un courant homopolaire sur la gestion des phénomènes de saturation en tension mais aussi sur la gestion en courant de l'entraînement électrique. On se restreindra sur une étude aux valeurs moyennes et en régime permanent pour mettre en évidence les problèmes à considérer avec cette structure particulière.

Dans le cadre d'une approche vectorielle de ce type de commande, on rappelle [66], [84] que la valeur moyenne de la tension s'exprime par :

$$\langle \bar{v}_{ref} \rangle = \sum_{r=1}^n \frac{t_r}{T} \bar{v}_r, T = \sum_{r=1}^n t_r \quad (29)$$

où n représente le nombre de vecteurs sur laquelle la décomposition du vecteur v_{ref} est réalisée. L'ensemble source de tension – onduleur trois bras alimentant une machine triphasée couplée en

étoile avec neutre sorti relié au point milieu de la source continue de tension peut être représenté par un espace tridimensionnel de tension ayant la forme d'un cube [66], [79] et [84]. Tout point à l'intérieur de ce cube peut être obtenu en valeur moyenne selon (29). Trois tensions indépendantes, une par phase, peuvent donc être générées aux valeurs moyennes. Dans le cas des machines triphasées couplées en étoile avec neutre isolé, l'espace de tension généré par l'onduleur est le même ; par contre, du point de vue de la commande, une représentation en deux dimensions de l'espace est suffisante. En effet, la tension homopolaire n'ayant pas d'influence sur la machine seule, uniquement la projection du cube sur un espace perpendiculaire à la droite homopolaire a une signification du point de vue de la machine. Ainsi, ces projections de l'espace prennent la forme d'un hexagone bien connu et représentent la nouvelle limite accessible de tension (voir Figure 42).

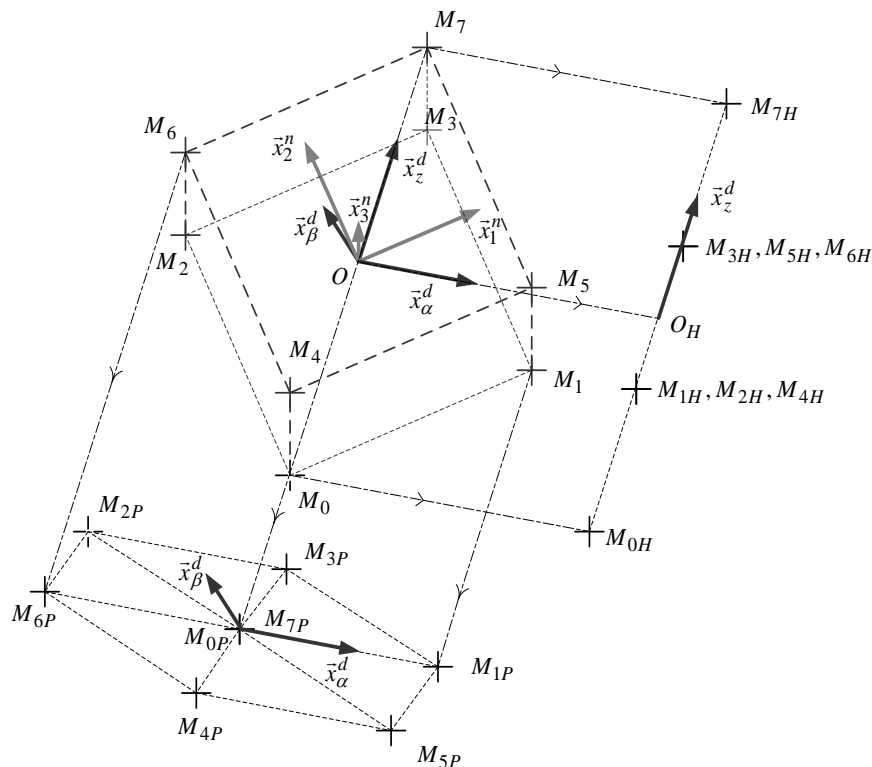


Figure 42 Espace de tension accessible en fonction du couplage du point neutre pour une machine électrique triphasée : couplage étoile neutre isolé (hexagone) et couplage étoile neutre sorti (cube) [84]

Qu'en est-il dans le cadre de notre système à six bras alimentant trois phases ? Nous avons vu que l'onduleur de tension impose six potentiels de tension indépendants, un par bras de l'onduleur. Néanmoins, en considérant les trois tensions de phase de la machine, il est possible de représenter dans un espace de dimension trois l'onduleur à six bras. Il suffit pour cela de prendre un modèle de machine comportant uniquement trois impédances, une par phase, chaque phase étant uniquement reliée à deux bras de l'onduleur. Cette approche simple ne permettra pas de traiter des modèles plus complexes de la machine, ce qui prendrait en compte des impédances existantes entre les phases ou entre une phase et la terre. En effet, cette représentation tridimensionnelle ne fait pas apparaître un référentiel commun mais uniquement des différences de potentiel aux bornes d'une phase.

Dans le cadre de cette hypothèse, les vecteurs de tension que l'onduleur peut imposer aux trois phases de la machine en considérant une commande classique aux valeurs moyennes, constituent l'intérieur d'un cube présenté dans le chapitre précédent. Les frontières de ce cube constituent les

zones de saturation en tension dans le référentiel naturel du système. Dans ce cas, une détection de la saturation en tension de l'onduleur dans le référentiel naturel semble propice. En revanche, ce n'est pas le cas pour ce qui est de la gestion de la saturation par la commande. En effet, la saturation en tension est le résultat d'une combinaison entre les harmoniques un et trois. Or ces harmoniques sont associés à deux sous-espaces différents orthogonaux : la droite homopolaire pour l'harmonique 3 et le plan classique pour le fondamental à l'origine de la part la plus importante du couple. Il apparaît préférable de gérer le problème de saturation de l'onduleur en travaillant dans ces deux sous-espaces. Nous développerons cet aspect au paragraphe 3.2.2.

Lors d'un contrôle en courant du dispositif, basé sur un critère d'optimalité, mène à requérir des tensions dépassant les valeurs maximales atteignables, alors il est nécessaire de gérer ce phénomène soit de façon passive soit de façon active. Une approche passive consiste (par exemple dans le cas d'une commande intersective) à écrêter les consignes. Une approche active consiste par exemple à modifier le critère d'optimalité de la commande en courant et/ou de modifier les consignes de courant.

Par la suite, on tient compte d'une hypothèse supplémentaire : celle d'être en régime permanent (régime périodique). Le vecteur de référence de tension d'une phase est alors un signal périodique et peut être exprimé par une décomposition en série Fourier :

$$v_{ref\ m} = a_{0m} + \sum_{n=1}^{N_H} [a_{nm} \cos(n\omega_e t) + b_{nm} \sin(n\omega_e t)] = a_{0m} + \sum_{n=1}^{N_H} [a_{nm} \cos(n\omega_e t + \phi_{nm})] \quad (30)$$

Dans des conditions de non saturation de l'onduleur et sur l'hypothèse d'une fréquence de commutation infinie, le signal moyen généré par l'onduleur conserve intactes toutes les composantes harmoniques qui constituent le signal de référence (30). Par contre, si on franchit cette limite, l'onduleur va passer en fonctionnement non linéaire [78] et gérer de façon passive la saturation. Un des impacts est la modification du spectre harmonique du signal de référence.

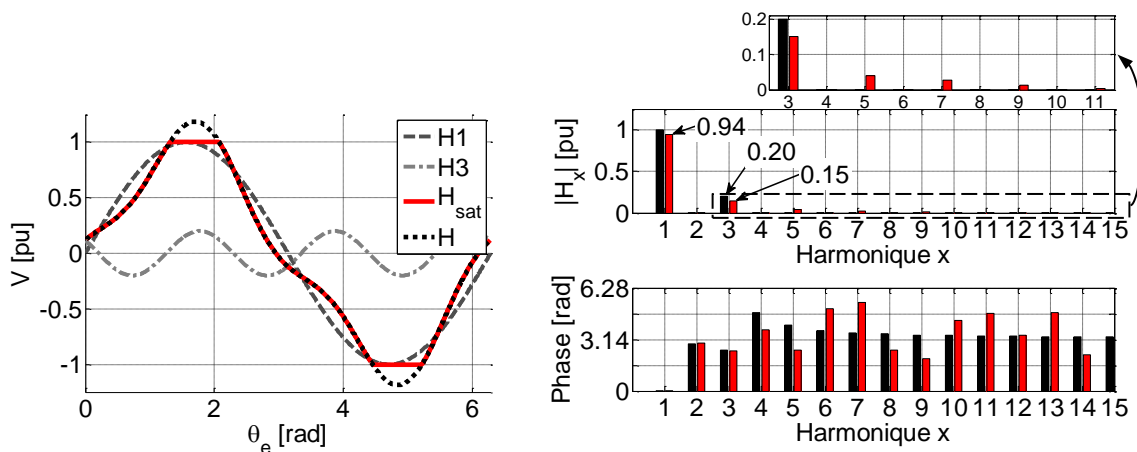


Figure 43 Mise en évidence de l'aspect de saturation en tension

Prenons un exemple où nous disposons des deux harmoniques H1 et H3 aléatoirement choisis et qui représentent une tension de phase (avec donc pour H3 une pulsation trois fois plus élevée que H1). Les deux harmoniques sont caractérisées par une amplitude et une phase présentées en Figure 43.

La somme des amplitudes liées aux harmoniques H1 et H3 est égale à H s'il n'y a pas de contrainte de saturation, et à H_{sat} si on considère les phénomènes de saturation. Le phénomène de saturation change le contenu harmonique du signal H_{sat} par rapport au signal H. Pour cet exemple, les harmoniques un et trois réduisent leur amplitude, des harmoniques supplémentaires comme cinq, sept, neuf, onze apparaissent. En plus, pour l'harmonique trois, la phase a aussi été affectée par le phénomène de saturation.

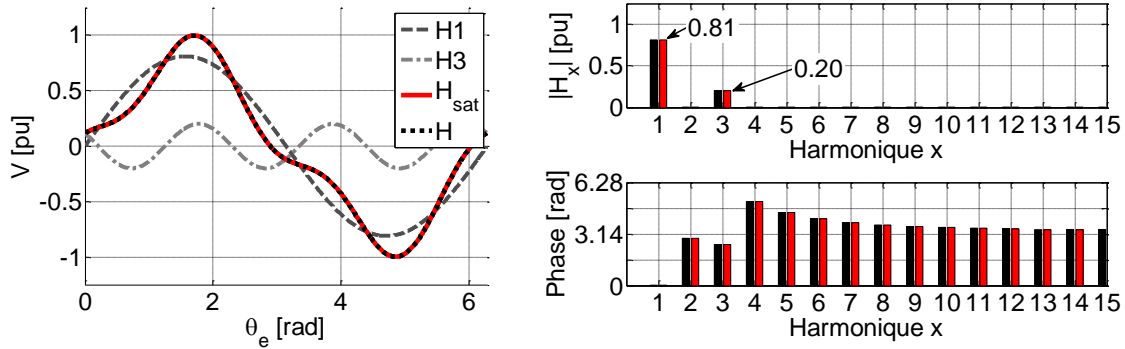


Figure 44 Prise en compte de la saturation en tension par l'intervention sur H1

Maintenant, imaginons que pour sortir de la phase de saturation nous puissions réagir uniquement sur l'harmonique fondamental, ici représenté par H1. Avec la contrainte de conserver la phase pour H1, la solution qui reste alors est de baisser l'amplitude de l'harmonique H1 jusqu'à ce que H_{sat} devienne égal à H. Pour notre exemple, en comparant l'amplitude H_{sat} en Figure 43 avec celle en Figure 44 on observe que, en ce qui concerne H1, il y a un gain en amplitude de 1.16 ($0.94/0.81$) si on tolère que H3 ait été modifié en amplitude et phase, et que des harmoniques supplémentaires comme H5 et H7 sont présents. Si la charge ne peut pas tolérer que H3 soit modifié, une adaptation du H1 est alors requise.

Ayant une contrainte plus forte de conserver H1 en amplitude et en phase, il faut alors intervenir sur H3 pour sortir de la saturation. En choisissant la bonne phase et la bonne amplitude de H3, l'onde H est recentrée et peut permettre un fonctionnement hors saturation. Par exemple, dans la Figure 45, une intervention uniquement sur la phase de H3 a permis la réduction de l'onde H en comparaison avec le cas présenté en Figure 43. On garde le développement de cet aspect pour le paragraphe 3.2.

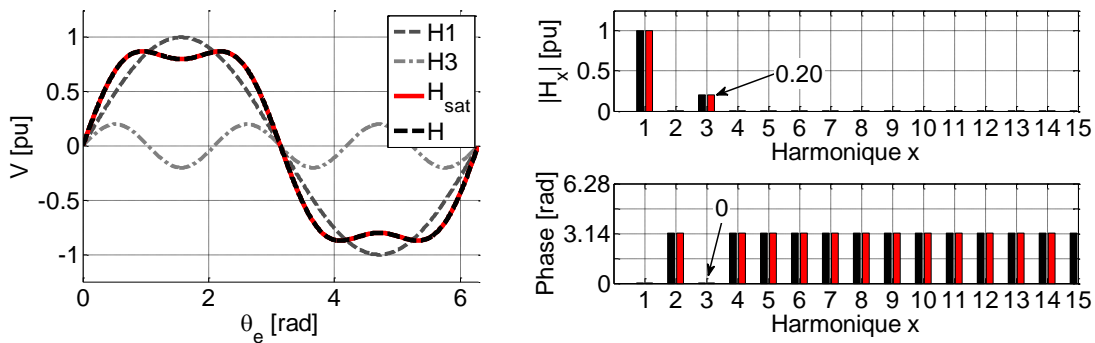


Figure 45 Prise en compte de la saturation en tension par l'intervention sur la phase de l'onde H3 avec déphasage relatif nul entre l'harmonique fondamental et l'harmonique trois

Nous pouvons bien imaginer une analyse identique pour l'espace courant, à une limite du courant donnée. Par contre, il est nécessaire de faire la distinction entre deux types de limitations en courant. La première est en vue d'une valeur efficace ($I_{\max \text{ eff}}$) qui correspond à une limitation liée à un caractère thermique car nous pouvons associer cette limitation aux pertes Joule dans la machine électrique. Une autre limitation est en vue d'une valeur crête (\hat{I}_{\max}), typiquement associée aux valeurs maximales de courant que peuvent supporter les éléments d'électronique de puissance de l'onduleur. Ainsi, la limitation en courant pour une phase m exprimée à l'aide d'un développement en série Fourier peut s'exprimer de la manière suivante :

$$i_{\text{ref } m} = a'_{0m} + \sum_{n=1}^{N_H} [a'_{nm} \cos(n\omega_e t + \phi'_{nm})]; \max(i_{\text{ref } m}) \leq \hat{I}_{\max} \quad (31)$$

$$i_{\text{ref } m \text{ eff}} = \sqrt{\frac{1}{t_1} \int_{t_0}^{t_0+t_1} \left(a'_{0m} + \sum_{n=1}^{N_H} [a'_{nm} \cos(n\omega_e t + \phi'_{nm})] \right)^2 dt} \leq I_{\max \text{ eff}}$$

On distingue dans le développement du courant une composante continue (a'_{0m}) et une série de sommes des fonctions trigonométriques pondérées par le taux de chaque harmonique (a'_{nm}) toléré dans le signal. Les deux limites en courant ainsi introduites doivent être traitées par la commande de façons différentes. Du point de vue de la limitation en valeur maximale de la valeur efficace, chaque harmonique (ou famille d'harmoniques) peut être traité de manière indépendante pour ainsi pouvoir remplir la condition imposée. Par contre, comme dans le cas de la saturation en tension, pour une limite crête fixée, la valeur crête du courant peut être gérée par l'utilisation d'autres harmoniques acceptés dans le spectre, à condition que la valeur efficace alors atteinte n'entraîne pas d'autres contraintes.

En conclusion, dans le cadre de la saturation en tension de l'onduleur, deux catégories ont été mentionnées. La première, appelée saturation passive, consiste à écrêter le signal de référence. La conséquence de cette action se reflète sur la perturbation de l'intégralité du spectre harmonique initial. La deuxième catégorie concerne les solutions actives, où une intervention sur les consignes de commande est possible. Pour cette mission, en fonction des contraintes sur le contrôle de la machine, l'intervention peut se faire sur un ou plusieurs harmoniques qui engendrent le signal de commande. Indépendamment de l'harmonique sur lequel on intervient, l'optimalité de la solution apportée dépend des critères de commande choisis. Par exemple, un critère de commande peut être la sensibilité du circuit électrique par rapport à un harmonique (ou famille d'harmoniques). Nous allons alors choisir d'éviter cette harmonique et chercher à sortir de la saturation en utilisant d'autres harmoniques qui ont un impact minimal (où même nul) sur la stabilité de la régulation. Un autre critère peut être la génération du couple. Dans ce cas, l'intervention active pour gérer la saturation sera faite de manière à éviter les harmoniques avec une pondération importante dans la production du couple.

3.1.3. Impact sur les pertes Joule

Les pertes Joule sont exprimées par le produit entre la résistance du bobinage statorique et la norme au carré du vecteur courant statorique :

$$p_J = R_s \|\vec{i}_s\|^2 \tag{32}$$

Pour une machine à pôles lisses et pour un couple donné, la norme du courant est minimale si le vecteur courant est colinéaire avec le vecteur fem. Cette condition du vecteur courant est développée en [76]. Ainsi, l'expression des pertes Joule se réécrit de la manière suivante :

$$P_J = \frac{R_s T_{ref}^2}{\langle \|\vec{\mathcal{E}}_{H_x}\|^2 \rangle} \tag{33}$$

avec \mathcal{E}_{H_x} étant le vecteur de la fem normalisée par la vitesse mécanique dans laquelle nous avons uniquement pris en compte la composante fondamentale et la composante homopolaire ($H_x, x=1, 3$).

En présence de la composante homopolaire et sur la contrainte du couple constant, les pertes Joule resteront minimales si le vecteur courant est colinéaire avec le vecteur fem. Cette stratégie (courbes bleues dans la Figure 46 et Figure 47) requiert l'injection de nombreux harmoniques de courant. Un asservissement avec des PI même dans le repère de Park n'est alors plus adapté et des contrôleurs avec une large bande passante comme des contrôleurs à hystérésis doivent être utilisés.

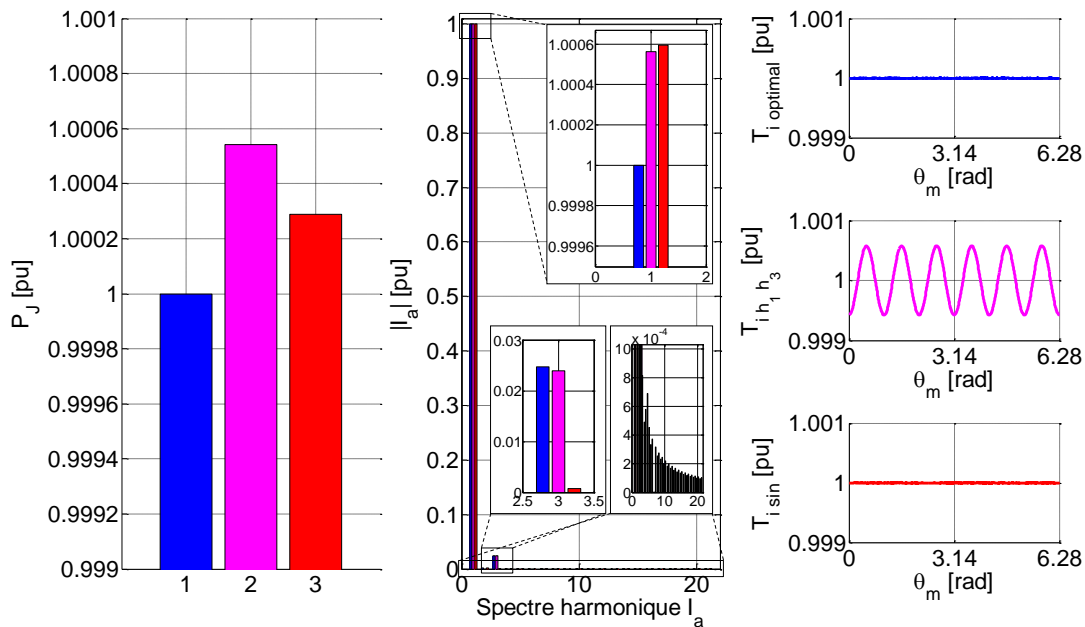


Figure 46 Pertes Joule, analyse spectrale du courant de phase et couple obtenu pour $k_{FEM3}/k_{FEM1}=0.024$ et pour trois stratégies de commande : pertes Joule optimales à couple constant (courbes bleues) ; pertes Joule minimales en autorisant uniquement les harmoniques un et trois du courant (courbes magenta) et la stratégie à courant sinusoïdal (courbes rouges)

Une solution pour la problématique de l'asservissement de courant est d'autoriser uniquement l'harmonique fondamental et l'harmonique trois de courants dans la machine. Dans ce cas, dans le repère de Park il est possible d'asservir les courants avec des PI tandis qu'un correcteur résonant pourra être utilisé pour l'asservissement de la composante homopolaire. Utilisant cette stratégie (courbes magenta dans la la Figure 46 et Figure 47), le couple n'est plus constant et les pulsations de couple doivent être tolérées par le système.

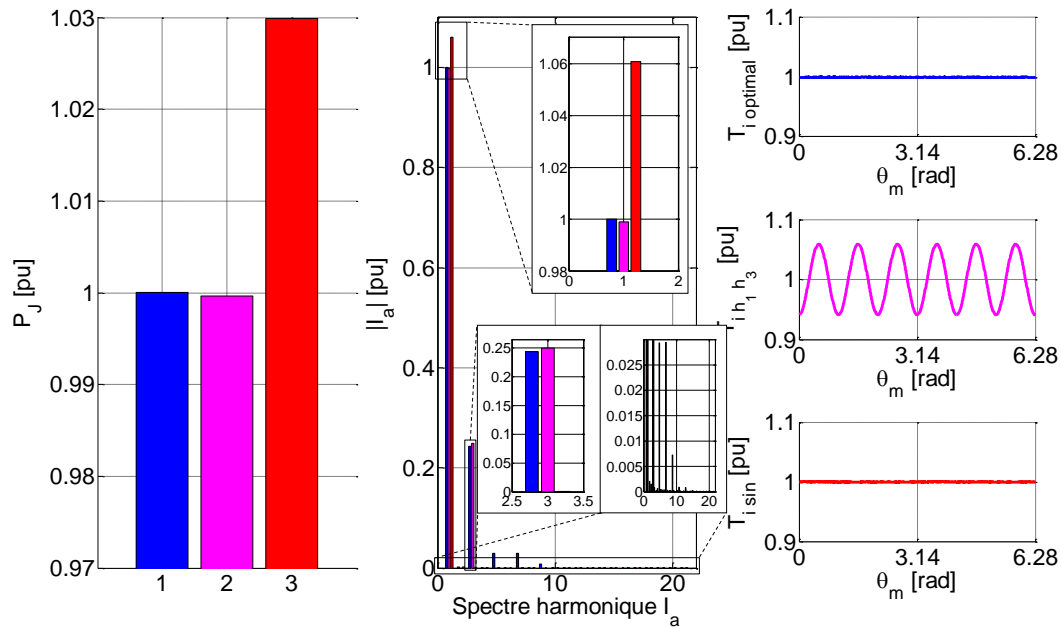


Figure 47 Pertes Joule, analyse spectrale du courant de phase et couple obtenu pour $k_{FEM3}/k_{FEM1}=0.25$ et pour trois stratégies de commande : pertes Joule optimales à couple constant (courbes bleues) ; pertes Joule minimales en autorisant uniquement les harmoniques un et trois de courant (courbes magenta) et la stratégie à courant sinusoïdal (courbes rouges)

Si les pulsations de couple sont gênantes pour le système, la commande peut les annuler en revenant à une commande de type « sinus » (courbes rouges dans la Figure 46 et Figure 47).

On remarque ainsi qu'au niveau des pertes Joule, pour une machine à fem non-sinusoïdale avec un taux de 2.4% d'harmonique trois, les différences entre les trois stratégies ne sont pas notable. Une commande à courants sinusoïdaux apparaît plus intéressante dans ce cas.

Dans le cas d'une fem non-sinusoïdale avec un taux d'harmonique 3 plus élevé, de 25% par exemple, on remarque que les pertes Joule sont minimales dans le cas où uniquement les harmoniques un et trois de courant sont autorisées. Bien évidemment, cette stratégie est intéressante dans le cas où les pulsations de couple ne sont pas gênantes. Par rapport à cette stratégie, la stratégie « optimale » à couple constant demande l'injection des harmoniques de courant supplémentaires (notamment 5 et 7) pour compenser les pulsations de couple (de l'ordre de 5%), ce qui implique l'augmentation des pertes Joule.

3.1.4. L'impact de l'inductance homopolaire sur la boucle de régulation

L'inductance homopolaire n'est pas une grandeur qui est prise en compte en général pour la caractérisation d'une machine électrique. Cela est dû au fait qu'en fonction de la connexion de la

machine avec l'onduleur de tension, connexion de type étoile ou triangle en général, le circuit homopolaire de la machine est soit intrinsèquement supprimé (cas de couplage en étoile) soit il est impossible d'y avoir accès pour le contrôler (cas de couplage en triangle). Avec la connexion indépendante de chaque phase à l'onduleur de tension, l'accès au circuit homopolaire est évident. La somme des tensions et des courants est différente de zéro.

La contrôlabilité du courant homopolaire est liée à la constante de temps du circuit homopolaire qui est calculée comme étant le rapport entre l'inductance homopolaire et la résistance statorique. Dans le cadre d'une commande aux valeurs moyennes il faut choisir la période MLI petite devant cette constante de temps afin de limiter les variations du courant homopolaire lorsque des tensions comportant une composante homopolaire sont appliquées.

L'inductance homopolaire prend un rôle important pour ce type de machines et a un impact fort sur la contrôlabilité du système. On comprend par le terme « contrôlabilité » les aspects liés à l'asservissement en courant. Ensuite, le terme « contrôlabilité » est lié au fonctionnement de l'onduleur en mode saturé et aux limites en courant. De ce point de vue, il est souhaitable que l'inductance homopolaire ait une valeur élevée. Une valeur élevée de cette inductance nous permet d'implémenter des structures de contrôle moins contraignantes concernant la fréquence de MLI minimale nécessaire à la maîtrise de la limitation du courant homopolaire. En ce sens, l'inductance homopolaire est une contrainte liée à la conception qui influe à la fois sur les stratégies de pilotage de l'onduleur et sur les stratégies de commande de la machine.

Par la suite, nous proposons d'examiner quelques cas de machines électriques classiques dans la littérature. Le cas didactique d'une machine triphasée à pôles lisses avec une distribution sinusoïdale est bien connu. Pour ce cas (Figure 48 a)), les inductances mutuelles sont égales à la moitié de l'inductance magnétisante et l'inductance homopolaire est nulle si les fuites magnétiques sont négligées. Une machine électrique avec une inductance homopolaire nulle connectée à un onduleur de tension en pont en H n'est pas contrôlable. [79] et [82] reprennent le cas didactique mais ajoutent la notion d'inductance de fuites. Ainsi, l'inductance homopolaire n'est plus nulle mais égale à l'inductance de fuites. Généralement, dans ce cas, la constante de temps du circuit homopolaire est très petite en rapport avec les constantes de temps des circuits fictifs dq .

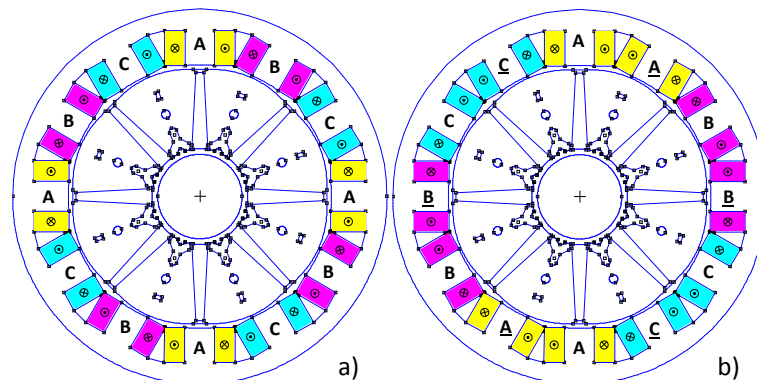


Figure 48 Exemple de machines : a) Machine à trois phases (12-8) conventionnelle ($L_h=0$) ; b) Machine à trois phases (12-8) avec mutuelle nulle ($L_h=L_{md}$) [82]

Cela impose à l'asservissement des courants une fréquence d'échantillonnage élevée. De plus, si le circuit homopolaire présente des couplages⁵ avec les sous-espaces dq (un seul sous-espace dq dans le cas de la machine à trois phases), la complexité du contrôleur pour l'asservissement du courant est plus importante. Dans ce cas, le contrôleur doit assurer une bonne poursuite et la réjection des perturbations dont la pulsation est égale à $(6h+3)p\Omega_m$, pour $h=0, 1, 2, \dots$. La bande passante du contrôleur doit être plus grande que la fréquence d'échantillonnage qui, à son tour, doit être plus grande que la fréquence des pulsations du circuit homopolaire que nous voulons contrôler. Ces pulsations sont égales au produit du nombre des paires de pôles, de l'harmonique caractéristique à l'espace homopolaire (trois dans le cas de machine à trois phases) et de la vitesse mécanique :

$$\omega_h = p h \Omega_m \quad (34)$$

Pour une machine donnée, l'enchaînement de toutes ces contraintes limite le choix des contrôleurs. Il est donc important dès la conception de la machine électrique de tenir compte de ce type de phénomènes. Ainsi les auteurs de [82] et [83] analysent différentes combinaisons de bobinage et montrent que le rapport entre l'inductance homopolaire et l'inductance magnétisante peut être égal ou même supérieur à un. Mais l'avantage d'avoir une inductance homopolaire égale à l'inductance magnétisante n'est pas gratuit. La structure présente des mutuelles nulles [10] (Figure 48 b)) dans ce cas. Pour le cas d'un rapport des inductances supérieur à un, la machine électrique présente un facteur de bobinage faible qui la rend moins intéressante pour la production du couple moyen [82].

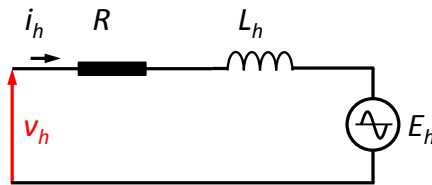


Figure 49 Circuit fictif homopolaire dans le repère de Park: v_h – tension générée par le module d'asservissement du courant, R – résistance statorique, L_h – inductance homopolaire, E_h – fem homopolaire

Dans la suite de ce paragraphe, on s'intéresse à caractériser quantitativement les phénomènes décrits qualitativement jusqu'alors.

Dans le repère de Park, avec l'hypothèse d'un découplage parfait par rapport aux espaces fictifs diphasés (dq), le circuit homopolaire est représenté par la Figure 49 et correspond à un circuit monophasé RLE.

On distingue la tension v_h générée par l'asservissement du courant homopolaire et la fem homopolaire pour le cas triphasé où nous avons choisi les formes génériques suivantes :

$$\begin{aligned} v_h(t) &= \hat{A}_v \cos(hp\Omega_m t + \phi_v) \\ E_h(t) &= \hat{E}_h \cos(hp\Omega_m t) \\ \text{avec } \hat{E}_h &= f(k_{FEM\ 3}, \Omega_m) \text{ et } h = 3 \end{aligned} \quad (35)$$

⁵ Voir le développement dans l'annexe 6.6.3

En choisissant comme repère la fem homopolaire, la tension v_h a un déphasage de ϕ_v par rapport à celle-ci. Si on considère que la différence entre la tension de commande et la fem est :

$$u_h(t) = v_h(t) - E_h(t) = \hat{A}_u \cos(hp\Omega_m t + \phi_u) \tag{36}$$

dans ce cas, le courant homopolaire peut être décrit par (37).

$$i_h(t) = \frac{\hat{A}_u \cos\left(3p\Omega_m t + \phi_u - \arctan\frac{3p\Omega_m L_h}{R_s}\right)}{\sqrt{R_s^2 + (3p\Omega_m L_h)^2}} \tag{37}$$

Pour un contrôle en valeur moyenne du courant homopolaire, la commande peut agir sur l'amplitude \hat{A}_v et sur le déphasage ϕ_v . Pour caractériser la sensibilité du circuit par rapport à l'inductance homopolaire, prenons le cas où une stratégie de commande à courant homopolaire nul est utilisée. La tension de contrôle v_h doit être alors égale à la fem homopolaire, donc ϕ_v est nul et \hat{A}_v est égale à \hat{E}_h .

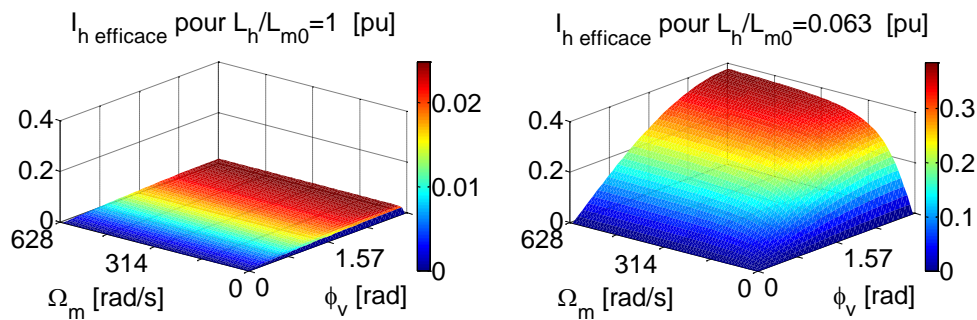


Figure 50 Impact du déphasage ϕ_v pour deux valeurs d'inductance homopolaire ($1 pu = 21 A_{eff}$)

Dans la Figure 50, une possible erreur sur la phase ϕ_v de la tension v_h est simulée pour deux cas des paramètres du circuit homopolaire : un cas où l'inductance homopolaire est du même ordre que l'inductance magnétisante d'une phase statorique et un cas où l'inductance homopolaire est environ quinze fois plus petite. Le cas présenté considère un taux d'harmonique trois (k_{FEM3}) de la fem égal à $0.024 pu$. Prenant \hat{A}_v égale à \hat{E}_h et le fait que le déphasage entre les deux tensions est rempli par l'angle ϕ_v délibérément balayé sur une plage de valeurs entre zéro et π radians électriques, on observe que dans le cas où l'inductance homopolaire est petite, le moindre déphasage de la tension v_h permet le développement du courant homopolaire très rapidement avec une amplitude non négligeable.

La Figure 51 présente le cas où la phase ϕ_v est correcte mais un possible gain sur l'amplitude de la tension du contrôle est introduit. Encore une fois, le cas de l'inductance faible est plus sensible au contrôle et le courant homopolaire peut atteindre une valeur non négligeable. L'effet sur le courant homopolaire est d'autant plus important si le taux d'harmonique trois caractéristique à l'espace homopolaire présenté dans la fem homopolaire est élevé.

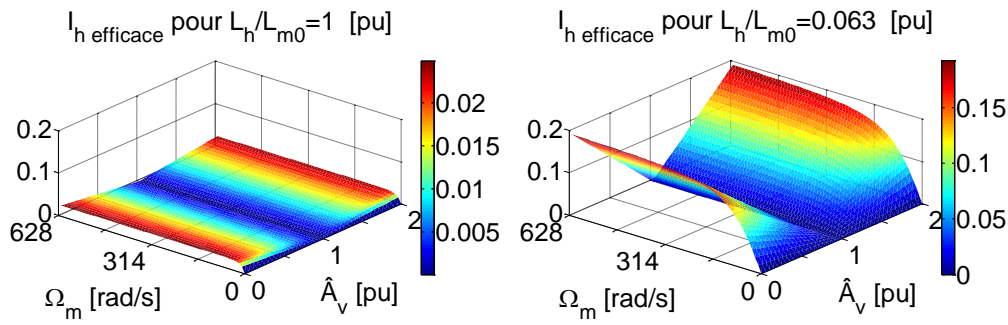


Figure 51 Impact d’une erreur sur l’amplitude \hat{A}_v pour deux valeurs de l’inductance homopolaire ($1 pu=21 A_{eff}$)

3.1.5. Résumé

Lors des quatre précédents paragraphes, on a examiné les impacts de l’« homopolaire » relativement aux grandeurs comme couple, phénomènes de saturation liées à l’utilisation de l’harmonique trois, pertes Joule, constante de temps ou sensibilité de contrôle. Du point de vue de la modélisation, la notion d’homopolaire a été associée avec un circuit (fictif) monophasé et, du point de vue de la commande, il représente une composante supplémentaire à contrôler dans le but de la conversion électromécanique de l’énergie. L’exploitation de cette composante peut amener une augmentation des performances de la machine. Par exemple, l’exploitation de la composante constante du couple homopolaire ou bien une meilleure exploitation de l’ensemble source de tension – onduleur sont parmi les améliorations les plus prometteuses. En revanche, les paramètres de la machine ont une influence importante. La commande se retrouve vite contrainte par les valeurs de ces paramètres. Ainsi, les paramètres de la machine homopolaire jouent un double rôle : premièrement, ceux-ci établissent si la machine à phases indépendantes est contrôlable avec un onduleur de tension de type pont en H (la structure SOFRACI) et deuxièmement, dans le cadre d’une commande possiblement plus complexe, ils offrent une augmentation des performances. Par la suite, nous allons donc examiner des stratégies de commande tenant compte simultanément des différents impacts induits par la présence des composantes homopolaires.

3.2. Stratégies de commande avec composante homopolaire

Commander une machine électrique synchrone triphasée à aimants permanents sans neutre sorti s’opère couramment par un contrôle de deux composantes du vecteur courant de dimension trois, à savoir les courants dans les axes d et q (Figure 52), la dernière composante étant nulle du fait du couplage. La configuration étudiée comporte donc une composante supplémentaire dont il s’agit d’étudier dans ce paragraphe l’impact sur les stratégies de commande.

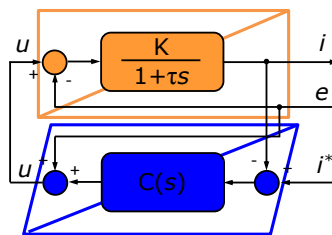


Figure 52 Schéma de commande du courant d’un axe fictif

À ce niveau il est nécessaire de préciser également les objectifs de la commande d'une machine électrique à aimants permanents pour une application de type traction.

Dans le cadre d'une application de type traction électrique le cahier des charges mécanique définit en général dans le plan couple-vitesse une zone de travail où il doit être possible de pouvoir développer en régime permanent (à vitesse donnée) un couple que l'on considère comme le couple nominal. Cette zone est délimitée par un point correspondant à une vitesse limite pour laquelle on atteindra donc la puissance nominale. Au-delà de cette vitesse, le cahier des charges considère que le couple maximum qu'il est nécessaire de requérir en régime permanent diminue lorsque la vitesse augmente. On peut par exemple imposer que cette diminution soit inversement proportionnelle à la vitesse, ce qui correspond à un fonctionnement à puissance maximale constante. Ce choix permet, si on fait l'hypothèse que le système de refroidissement est dimensionné pour évacuer les pertes mais aussi l'hypothèse d'un rendement constant, d'avoir un niveau de pertes sensiblement constant et donc de garantir que la température des bobinages sera acceptable.

Pour répondre à ce cahier des charges défini côté mécanique il y a plusieurs choix de machines électriques possibles avec pour chaque machine des choix de commandes et d'alimentation adaptées. Bien entendu une motivation peut être de choisir une structure d'alimentation qui permet d'éviter tout surdimensionnement de chaque élément de la chaîne énergétique, notamment machine électrique et interrupteurs de puissance. Se situant dans la perspective de production à grande échelle d'entraînements électriques pour le domaine automobile, on peut considérer que les surdimensionnements en termes de composants seront plus coûteux que des financements requis pour développer des solutions de contrôle-commande. C'est dans ce cadre que nous situerons la motivation de nos travaux en cherchant à répondre à la question suivante : comment tirer profit au mieux du degré de liberté supplémentaire offert par la structure de puissance.

Dans le cadre de notre étude, la machine étant de type machine à aimants permanents alimentée par onduleur de tension, on peut également grossièrement définir deux zones de fonctionnement dans le plan couple-vitesse en régime permanent : la frontière de l'une est définie par un fonctionnement au courant nominal sans saturation de l'onduleur, la frontière de l'autre est définie par un fonctionnement avec un onduleur fonctionnant à la limite de saturation de tension, les rapports cycliques atteignant alors leur maximum au cours d'une période. L'entrée dans la zone de fonctionnement en saturation de l'onduleur apparaît naturellement à une certaine vitesse. En effet, pour une machine à aimants permanents la force électromotrice due au flux induit par les aimants permanents augmente avec la vitesse, requérant de l'alimentation de la machine (l'onduleur) une tension de plus en plus élevée. On peut donc également définir une vitesse que l'on qualifie de vitesse de base. Étant donné que la vitesse de base dépend de l'entrée en saturation de l'onduleur, il est clair que la commande de l'onduleur peut impacter sur sa valeur. Ainsi, pour un onduleur à trois bras alimentant une machine triphasée, une commande avec injection d'une composante homopolaire de tension peut permettre d'augmenter d'environ 15% la valeur de cette vitesse de base. Pour une machine électrique, le travail à la limite de saturation de l'onduleur sera en général obtenu par une commande en mode défluxage puisque la diminution du flux permet de contrôler l'augmentation de la force électromotrice en charge lorsque la vitesse de rotation augmente.

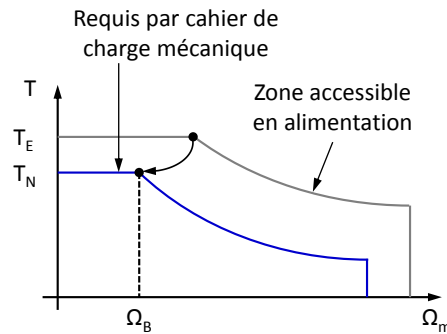


Figure 53 Caractéristique couple – vitesse avec la mise en évidence du cahier des charges mécanique et limites d'alimentation

En conclusion de ce préambule, il apparaît que lors de la conception d'un entraînement électrique, il faut avant tout répondre au cahier des charges mécanique. Pour cela il suffit que la surface (dans le plan couple – vitesse) caractéristique de l'entraînement électrique définie par les contraintes en tension et courant contienne celle définie par le cahier des charges mécanique (Figure 53). Ceci étant, si on se place dans le cadre d'une minimisation du dimensionnement de la machine électrique et de l'onduleur de tension avec sa source de tension continue, alors il serait intéressant de faire coïncider les deux vitesses de base définies l'une par le cahier des charges mécanique, l'autre par les contraintes tension-courant-commande. De même, de façon simple, au courant nominal de l'onduleur pourrait correspondre le couple nominal de la machine électrique même si ce dernier point est à affiner en fonction des couples de régime transitoire (thermiquement) qu'il peut être intéressant de requérir dans le cahier des charges de la machine. Par contre, la coïncidence entre la zone de mode défluxage et celle où la puissance requise est inférieure ou égale à la puissance nominale n'est pas aussi simple.

Par la suite, l'objectif n'est pas de se focaliser sur le cahier des charges mais plutôt d'examiner comment exploiter au maximum, en utilisant un courant homopolaire, l'ensemble machine-onduleur-source de tension continue.

On distinguera par la suite deux modes de fonctionnement, avec et sans défluxage, modes qui correspondront au travail en mode saturé ou non saturé de l'onduleur de tension.

3.2.1. Fonctionnement en mode non-défluxé de la machine à 3 phases indépendantes

Dans le plan couple – vitesse, la surface de fonctionnement en régime non-défluxé d'une machine électrique à pôles lisses définit un rectangle comme celui de la zone *I* dans la Figure 54. Pour ce mode de fonctionnement de la machine électrique, le couple maximal est égal au couple nominal⁶ de la machine (T_N) et la vitesse maximale est égale à la vitesse de base, notée Ω_{B1} .

Pour une application de type véhicule électrique ou hybride, le point limite de la zone *I* correspond à un fonctionnement à la vitesse de base sous couple nominal : on travaille alors à puissance nominale.

⁶ Bien entendu, si on considère des fonctionnements en régime transitoire (quelques secondes ou minutes), le couple maximum dans la machine peut être augmenté dans la limite des courants nominaux des interrupteurs. Les limites de la zone rectangulaire sont alors étendues.

Ces deux caractéristiques sont prises en compte au moment de la conception de la machine électrique en tenant compte également de l'amplitude de la tension de la batterie.

L'avantage d'une composante supplémentaire en courant est de permettre d'éteindre, par l'intermédiaire de la commande, la zone de fonctionnement de l'entraînement électrique. Ainsi, de façon générale, on imagine deux axes de travail différents, l'un qui vise l'augmentation du couple par rapport au couple nominal (zone *II* dans la Figure 54 a)) à courant efficace donné, et un autre qui vise l'augmentation de la vitesse de base en gardant le couple nominal T_N (zone *II* Figure 54 b)) sans augmenter la tension de bus de l'onduleur.

Les nouvelles enveloppes couple – vitesse seront fixées par les limites $T_M-\Omega_{B1}$ ou $T_N-\Omega_{B2}$. Un cas particulier se retrouve au moment où le point de puissance maximale est approché. Si les deux limites en courant et en tension arrivent simultanément, elles peuvent influencer la forme de la zone *II* dans chaque cas. C'est pour cette raison qu'une nouvelle zone est définie, la zone *III*. La prédiction du comportement dans cette zone est très fortement liée aux paramètres de la machine électrique et difficile à établir analytiquement.

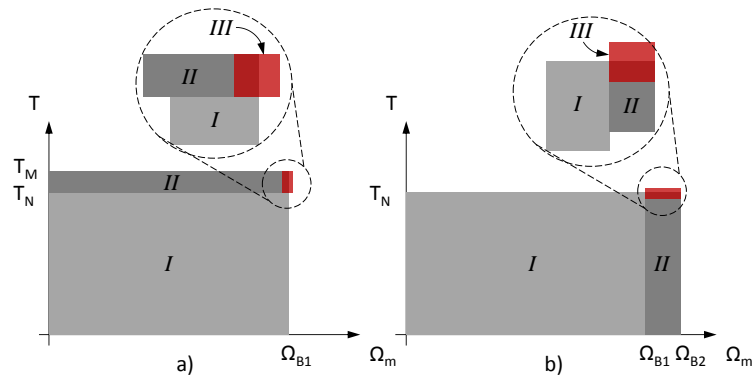


Figure 54 Plan couple-vitesse pour le fonctionnement en régime non-défluxé

Dans le cadre de ce paragraphe, nous allons chercher à optimiser l'utilisation de la structure d'alimentation, l'espace tension et l'espace courant, sans apporter de changement à la structure d'alimentation, mais en utilisant la composante supplémentaire – le circuit homopolaire. Ainsi, nous avons divisé ce paragraphe en deux parties différentes. La première partie est focalisée sur l'étude de l'optimisation dans l'espace courant, avec un retentissement sur les performances en couple (cas Figure 54 a)). L'autre partie est consacrée à l'optimisation de l'espace tension, avec une conséquence sur les performances en vitesse de l'entraînement électrique (cas Figure 54 b)).

3.2.1.1. Optimisation de l'espace courant

Cette partie est dédiée à l'impact de la composante homopolaire du courant dans le cadre des stratégies de commande hors défluxage.

La Figure 54 a) présente le cas où, pendant le fonctionnement en dehors de la saturation en tension, le couple généré par la machine est plus grand que le couple nominal en utilisant une commande avec composante homopolaire. L'augmentation du couple est réalisée par l'utilisation des deux machines fictives (machine diphasée *dq* classique et machine homopolaire). Ainsi, le cas triphasé à

phases indépendantes permet de contrôler le flux d'énergie de la machine homopolaire car nous pouvons agir sur le courant homopolaire.

On cherche donc des stratégies de commande capables d'intégrer la composante homopolaire et de permettre d'augmenter les performances de l'entraînement électrique.

Trois approches pour l'augmentation du couple moyen ont été examinées.

- i. en conservant la commande dans la machine principale mais sans contrainte sur les pulsations de couple générées.
- ii. en annulant les pulsations de couple et en maximisant le ratio couple par ampère efficace.
- iii. en annulant les pulsations de couple et en maximisant le ratio couple par ampère crête.

Étant donné les résultats modestes qu'il est possible d'obtenir par ces approches, notamment dans le cadre du prototype SOFRACI, il a été choisi de présenter les développements dans l'Annexe 6.3. Les résultats seront présentés à la fin de ce paragraphe.

Ces résultats nous ont amené à proposer ci-après plutôt une stratégie ciblée sur l'utilisation de la composante homopolaire de courant, non pas pour apporter un couple supplémentaire par l'utilisation de la machine homopolaire, mais plutôt à utiliser la composante homopolaire pour fournir plus de couple à l'aide de la machine fictive principale.

Nous allons commencer par un rappel d'une propriété concernant une particularité liant les harmoniques un et trois lorsqu'une saturation est imposée.

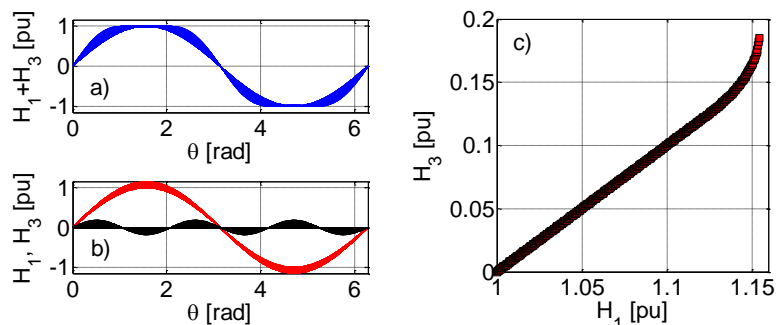


Figure 55 Corrélations entre l'harmonique un et l'harmonique trois

Suite au paragraphe 3.1.2, la Figure 55 a) présente l'impact d'une composante harmonique de rang trois sur l'harmonique un dans le cas où les deux formes d'onde sont en phase. Pour ce déphasage relatif nul entre les deux formes d'onde, et pour un taux d'harmonique trois égal à celui présenté dans la Figure 55 c), la forme d'onde résultante présente un sommet plat qui permet de garder une valeur de l'amplitude de l'harmonique un jusqu'à 1.1544⁷ fois plus grande (Figure 55 b)). Pour la plage des amplitudes de l'harmonique trois entre 0 et 0.13 pu la relation entre les deux harmoniques un et trois est linéaire, ensuite le gain en amplitude pour l'harmonique un sature, atteignant une amplitude maximale de 1.15 pu pour une valeur de l'harmonique trois de 0.185 pu.

⁷ Sur la réserve d'une précision de calcul égale à $4e-4$ pour la valeur d'amplitude du fondamental et une précision égale à $1e-3$ pour la valeur d'amplitude de l'harmonique trois.

En tenant compte de l'avantage offert par l'injection d'harmonique trois de courant, nous pouvons utiliser la composante caractéristique à la machine à trois phases indépendantes pour optimiser l'espace des courants.

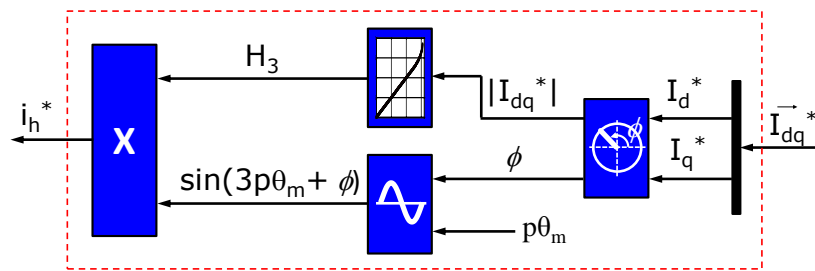


Figure 56 Module de calcul pour la composante homopolaire du courant

La structure présentée en Figure 56 adapte donc le taux d'harmonique trois dans les courants en fonction des références pour la machine principale (M1).

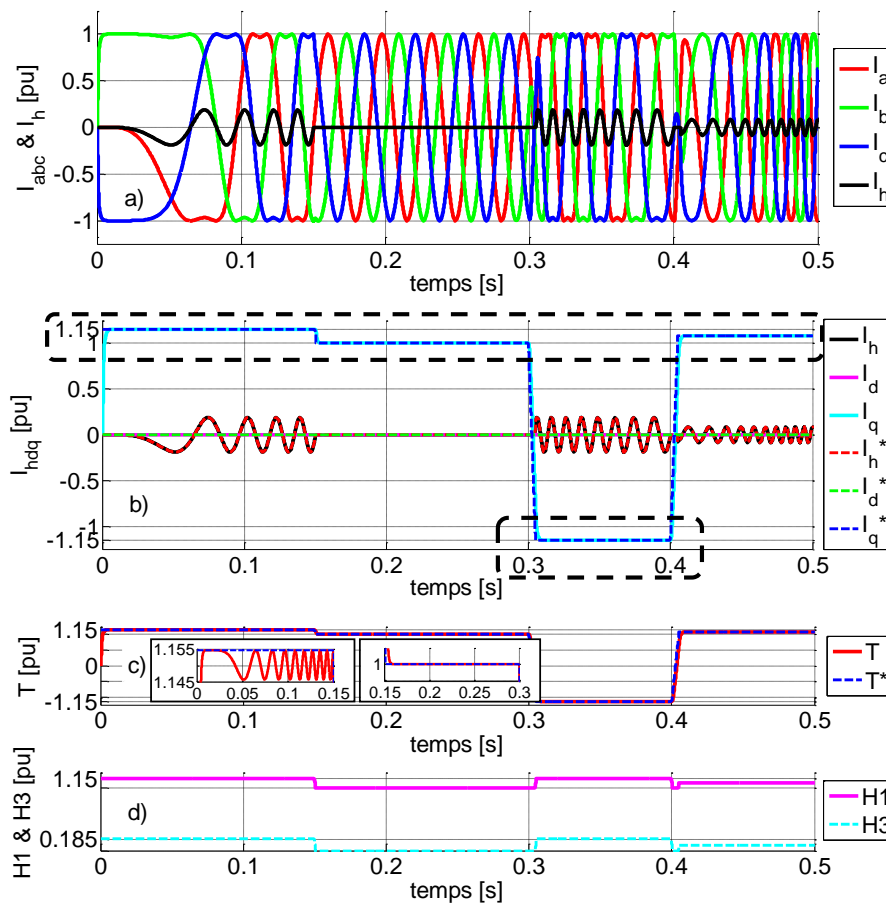


Figure 57 Résultats des simulations pour la commande de surmodulation en courant

Les résultats des simulations effectuées sont présentés en Figure 57. La simulation démarre à vitesse nulle et avec un échelon de couple de référence égal à 1.15 pu pendant 0.15 secondes (Figure 57 c)). Un courant homopolaire avec l'amplitude de 0.185 pu (Figure 57 d)) et en phase avec l'harmonique un est calculé pour limiter l'amplitude des courants des phases. On remarque dans la Figure 57 c) de légères pulsations de couple dues à l'interaction du courant homopolaire avec la fem de rang trois. Les pulsations disparaissent avec la mise à zéro du courant homopolaire pendant que la référence du

couple est inférieure ou égale à $1 pu$. Après 0.3 secondes, une phase de freinage électrique du véhicule est simulée avec une référence de couple égale à $-1.15 pu$. Le courant homopolaire est de nouveau autorisé à réduire la valeur crête du courant de phase. Cette étape est suivie par une accélération avec un couple de référence supérieur à $1 pu$. Le taux optimal d'harmonique trois est adapté et l'amplitude des courants de phase est gardée inférieure à la limite acceptée.

L'avantage de cette méthode de commande est un gain en couple fourni par la machine principale égale à $1.15 pu$ par rapport à une machine triphasée avec un couplage en étoile sans neutre sorti. Dans notre cas le courant dans l'espace dq peut donc être augmenté par l'utilisation de la composante supplémentaire. En revanche, les pertes Joule augmentent également (Figure 58).

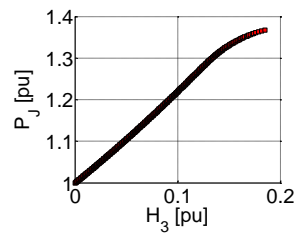


Figure 58 Rapport entre les pertes Joule pour la commande proposée et la commande à courant homopolaire nul pour les mêmes contraintes en courant

La croissance des pertes Joule mène à proposer son utilisation de façon occasionnelle. Par exemple, la montée d'une bordure ou un fonctionnement en mode boost de courte durée sont des scénarios qui semblent intéressants pour cette stratégie.

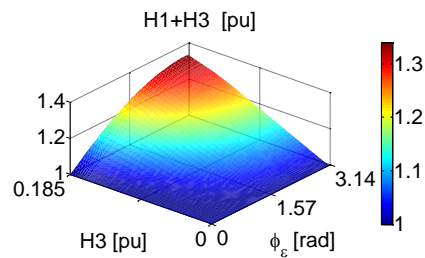


Figure 59 Amplitude crête du courant (harmonique un et trois) en fonction d'une erreur d'asservissement au niveau de la phase sur l'harmonique trois injectée

Une autre problématique concerne l'asservissement du courant homopolaire. Nous avons vu que pour la composante homopolaire, le repère de Park n'offre plus l'avantage mis à profit pour les composantes dq de consignes constantes en régime permanent. Dans ce cas, le choix du correcteur concernant la bande passante est important car la phase et amplitude du courant homopolaire doivent être respectées pour pouvoir assurer correctement la limitation en courant. En ce sens, concernant uniquement une possible erreur sur le déphasage d'asservissement, la Figure 59 présente la sensibilité de la valeur crête de la forme d'onde en rapport avec le taux d'harmonique trois injecté. Par exemple, pour une erreur sur le déphasage relatif égale à $\pi/6$ entre le courant homopolaire et la valeur fondamentale, prenant la valeur maximale de la composante homopolaire ($0.185 pu$), le courant peut dépasser de 10% la valeur crête imposée.

En résumé, l'objectif de cette partie a été d'examiner les potentialités offertes par cette composante supplémentaire qui constitue le courant homopolaire afin d'augmenter les performances de l'entraînement électrique.

Différentes stratégies ont été étudiées selon certains critères :

- i. en conservant la commande dans la machine principale mais sans contrainte sur les pulsations de couple générées.
- ii. en annulant les pulsations de couple et en maximisant le ratio couple par ampère efficace.
- iii. en annulant les pulsations de couple et en maximisant le ratio couple par ampère crête.
- iv. une augmentation transitoire du couple (fonction boost par exemple).

Étant donné que les potentialités offertes ne sont pas très grandes pour les trois premiers critères, on rappelle que l'on a choisi de reporter les développements théoriques dans l'annexe 6.3. Dans ce qui suit nous présentons les conclusions.

La première catégorie de commande (i) s'adresse au cas où les pulsations de couple ne représentent pas de contraintes du point de vue de la charge. Ainsi, la composante homopolaire du couple, une partie constante et une autre pulsatoire, peuvent s'ajouter au couple classiquement généré par la machine principale. Pour que l'effet soit significatif sur le gain en couple, la machine doit être conçue avec un taux de composante de fem homopolaire important. Le taux de courant homopolaire qui circule dans la machine est alors élevé, ce qui pose généralement d'autres contraintes comme celles thermiques ou celles des limitations en courant maximal. De ce point de vue, cette commande est probablement moins intéressante. Son seul point fort est l'utilisation dans le plan dq d'un algorithme de contrôle développé pour les machines triphasées classiques.

Pour la deuxième catégorie de commande (ii), on s'impose une contrainte en courant efficace maximal, et on cherche à obtenir un couple constant de valeur moyenne maximale. Pour que le gain en couple soit significatif (+10%) un ratio de l'ordre de 50% entre les harmoniques de rang 3 et 1 de force électromotrice est nécessaire. Cela suppose une construction spéciale de la machine et des contrôleurs adaptés car les consignes dans le plan dq ne sont plus alors constantes.

Pour la troisième catégorie (iii) on a constaté que, pour une contrainte en courant crête donnée, la composante homopolaire de courant peut intervenir et être associée avec la composante fondamentale (les composantes harmoniques les plus importantes dans les spectres du courant). Cela a comme effet une augmentation au niveau de la génération du couple électromagnétique. On notera que, pour que le gain soit significatif en couple, un ratio de 15 à 20% entre les harmoniques 3 et 1 et un angle ϕ_{FEM13} nul permettent une augmentation significative de l'ordre de 15%. Lors des régimes transitoires de fonctionnement cette stratégie apparaît comme intéressante.

La dernière commande (iv) présentée a été conçue dans le cas où les paramètres de la machine ne présentent pas de potentiel pour la création du couple supplémentaire homopolaire. La composante homopolaire est ainsi utilisée pour améliorer les performances de l'entraînement par l'interaction avec les composantes harmoniques d'autres machines fictives. Utilisant les propriétés des harmoniques un et trois lorsqu'une contrainte de saturation est imposée, une « optimisation » du point de vue de l'harmonique fondamental est possible. L'effet de cette optimisation est ressenti sur les performances de la génération du couple de la machine fictive principale et ainsi, sur la performance globale de l'entraînement. La commande semble intéressante lorsque l'énergie due aux pertes Joule supplémentaires peut être dissipée et le courant homopolaire asservi sachant que la référence est une grandeur sinusoïdale. En revanche, la boucle fermée du contrôle du courant homopolaire se sert du bus continu pour générer des tensions homopolaires. Lorsque les deux

saturations (en tension et en courant) sont atteintes simultanément, la zone *III* dans la Figure 54 a) est activée. Cette étape de fonctionnement peut avoir un impact sur la vitesse. Si les paramètres de la machine homopolaire font que la tension générée par la boucle de régulation homopolaire soit « en phase » avec la tension fondamentale, cela peut permettre de dépasser la vitesse de base Ω_{B1} .

3.2.1.2. Optimisation de l'espace tension – prise en compte de la saturation de l'onduleur

Dans le préambule de ce chapitre nous avons évoqué la problématique liée à la saturation en tension de l'onduleur. Cette étape de fonctionnement de l'ensemble onduleur – machine apparaît une fois que la vitesse mécanique de rotation de la machine est assez élevée pour induire une valeur de la fem importante qui amène l'asservissement des courants à exiger des tensions de référence égales ou plus grandes que la limite maximale hors saturation applicable par l'onduleur de tension.

Le paragraphe 3.1.2 a mis en évidence, de manière générale, la problématique liée à la saturation en tension de l'onduleur en prenant en compte les harmoniques un et trois de la forme d'onde de la tension de référence dans le cadre d'un raisonnement aux valeurs moyennes. Suite à la saturation de l'onduleur, la forme d'onde après saturation comporte un changement par rapport aux harmoniques initiales. En outre, un nombre supplémentaire d'harmoniques apparaît et les amplitudes et les phases des harmoniques initiaux sont affectées. En considérant qu'un contrôle dans un repère tournant de type Park utilise des correcteurs de type PI, les harmoniques supplémentaires peuvent s'avérer difficile à compenser car les consignes de courant ne sont plus constantes et, dans certains cas de paramètres de la machine électrique, cela peut entraîner des difficultés de contrôle [61].

Ce paragraphe s'intéresse donc à des modifications de commande de l'onduleur, appelées surmodulation, qui peuvent permettre d'étendre la plage de vitesse par rapport à une commande classique mais sans toutefois recourir au défluxage. Pour les machines triphasées sans neutre sorti, il est ainsi bien connu que l'injection d'harmonique de rang trois de tension permet d'étendre de près de 15% la plage de vitesse. Dans notre cas, il faut tenir compte du courant homopolaire.

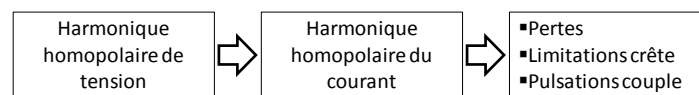
La plage de vitesse concernée va donc de Ω_{B1} à Ω_{B2} présentée dans la Figure 54 b). On rappelle ici que la vitesse Ω_{B1} est la vitesse de base référencée pour une valeur du couple égale à la valeur du couple nominal T_N . La vitesse Ω_{B2} représente la vitesse de base référencée pour une valeur du couple égale à la valeur du couple nominal T_N qu'on peut obtenir à l'aide uniquement des techniques de contrôle sans défluxage.

Les techniques de surmodulation impliquent la modification de la forme d'onde de référence par injection d'un ou plusieurs harmoniques. Cela permet d'augmenter le taux d'harmonique fondamental et donc de garder le contrôle de la machine électrique pour un point de fonctionnement donné.

L'avantage obtenu dans le cas de l'harmonique fondamental par la technique de surmodulation présente en revanche quelques inconvénients qui méritent d'être pris en compte lors de la mise en pratique. Un premier désavantage concerne la fréquence MLI de la porteuse. Celle-ci doit être au moins plus grande d'une décade que la fréquence plus élevée des harmoniques injectées [87] ce qui mène à des pertes de commutation supplémentaires. Le deuxième désavantage concerne l'aspect de contrôle qui affecte plus spécifiquement les machines à plus de deux courants indépendants. En ce

sens, un choix doit se faire entre l'avantage d'un harmonique fondamental plus élevée (la gestion de saturation de l'onduleur pour un certain temps) et le contrôle en boucle ouverte des harmoniques injectées. À titre de rappel, dans le cas des machines avec couplage en étoile isolé, le groupe d'harmoniques utilisé pour réaliser la fonction de surmodulation est composé par les harmoniques multiples de trois. Ces harmoniques n'ont aucun effet sur le contrôle de la machine car le sous-espace fictif associé aux harmoniques de tension injectées ne peut pas induire un courant.

Selon [86], mais en tenant compte de la présence possible d'un courant homopolaire, on fait la distinction entre deux catégories de commandes : les stratégies de surmodulation « continues » pour lesquelles les fonctions de modulation sont toujours inférieures aux limites de tension et les stratégies « discontinues » pour lesquelles le module d'une des trois références de tension est égal à la tension maximale pour une période égale ou plus petite que 120° électriques. Dans ce dernier cas, pendant l'intervalle où la tension est collée aux bords des limites, les bras de l'onduleur associé à la tension concernée ne commutent plus. L'élément qui différencie nettement les deux familles de stratégies est la caractéristique des pertes en commutations. Néanmoins, ce critère n'est pas suffisant pour une topologie à trois phases indépendantes. Un examen complémentaire doit être fait par rapport à la génération du courant homopolaire (et les pertes Joule associées), tout en maximisant le taux d'utilisation de l'onduleur grâce au degré supplémentaire de liberté de la structure.



Cinq stratégies de surmodulation sont présentées dans l'Annexe 6.4. Parmi les cinq, trois stratégies sont de type « continu » : Third Harmonic Injection (THI PWM), Space Vector (SV PWM) et Progressive Third Harmonic Injection (PTHI PWM) ; les deux premières sont classiques et la dernière est une stratégie que nous avons réalisée dans le cadre de notre étude pour tenir compte des contraintes sur le courant homopolaire. Dans notre cas, la stratégie PTHI prend un nom spécifique qui met en évidence le caractère graduel de l'injection d'harmonique trois en fonction du taux d'harmonique fondamental. Concernant les stratégies « discontinues », deux en sont retenues : DPWM1 et DPWM3 [86], [90] (voir Annexe 6.4).

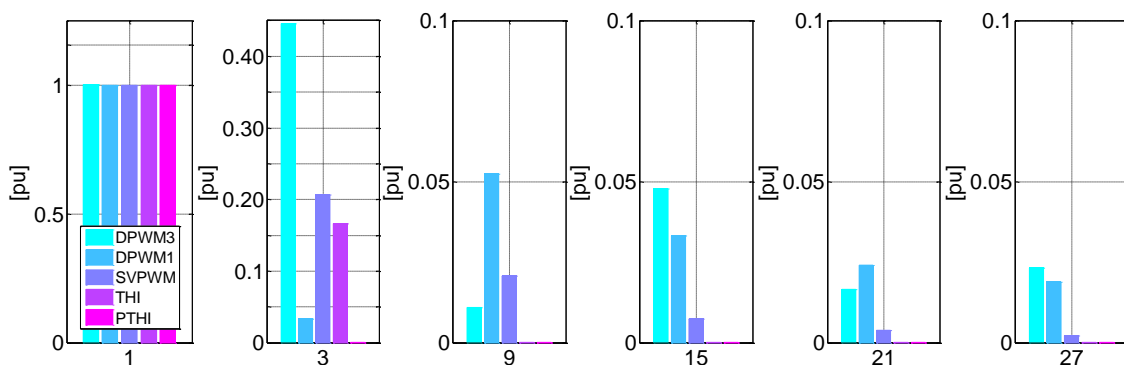


Figure 60 Spectres harmoniques des tensions homopolaire injectées pour une référence de tension égale à la limite de type « A1 » (voir Annexe 6.4, Figure 124) et une valeur de l'harmonique un (H1) égale à $1 pu$

L'impact sur le courant homopolaire dans le cas d'un couplage indépendant des phases est directement proportionnel avec le taux d'utilisation de la tension homopolaire. À cet égard, la Figure 60 offre une vue sur le taux d'harmonique trois de tension injecté pour chaque méthode de

surmodulation pour une tension de consigne sinusoïdale égale à $1 pu$. Cette référence est imposée lorsque nous sommes à la frontière du fonctionnement en surmodulation en tension.

Dans la Figure 61, le spectre harmonique de la tension homopolaire injectée lorsqu'une consigne égale $2/\sqrt{3} pu$ est présentée. Dans ce cas, nous sommes à la limite supérieure du fonctionnement en surmodulation en tension.

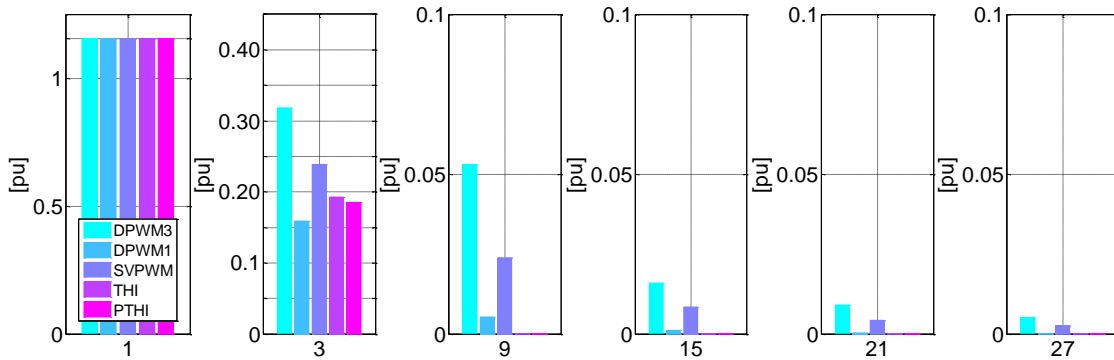


Figure 61 Spectres harmoniques des tensions homopolaire injectées pour une référence de tension égale à la limite de type « B1 » (voir Annexe 6.4, Figure 124) et une valeur de l'harmonique un (H1) égale $2/\sqrt{3} pu$

Les cinq stratégies analysées sont toutes capables d'augmenter l'harmonique fondamental jusqu'à $1.15 pu$ (limite de type « B1 » dans l'Annexe 6.4, Figure 124) par rapport à une consigne sinusoïdale de $1 pu$. Parmi les stratégies analysées on en retient deux qui offrent les meilleurs résultats :

- Dans la plage de fonctionnement $1 pu$ (A1, Figure 124) jusqu'à $1.15 pu$ (B1, Figure 124), la stratégie DPWM1 comporte un spectre harmonique de la tension homopolaire adaptée pour une machine à couplage indépendant. En moyenne, le taux d'utilisation des harmoniques homopolaire est le plus bas parmi les cinq stratégies. En outre, grâce au caractère discontinu de la modulation, le nombre de commutations par période MLI des éléments d'électronique de puissance est réduit, ayant un impact sur les pertes par commutation. En revanche, la stratégie injecte d'autant plus de tension homopolaire si les tensions de référence sont inférieures à $1 pu$ (la limite « A1 »), ce qui rend la stratégie inutilisable pour une machine à phases indépendantes avec des constantes de temps petites.
- La stratégie PTHI résout le problème du fonctionnement en zone inférieure à $1 pu$ (A1). Pour la plage de fonctionnement de $1 pu$ (A1) jusque $1.15 pu$ (B1) la stratégie injecte uniquement l'harmonique trois pour réaliser la surmodulation ce qui rend le spectre harmonique propre.

En ce qui suit, la commande PTHI a été testée en simulation sur deux machines triphasées à phases indépendantes, une avec un rapport entre l'inductance homopolaire et l'inductance propre égale à 0.063 et une autre avec le rapport des inductances unitaire. Une rampe de vitesse est imposée qui monte de zéro à la vitesse de base Ω_{B1} dans les premières 0.2 secondes (a). Après un passage de vitesse constante qui dure 0.1 secondes (b), la vitesse augmente linéairement jusqu'à ce que le rapport d'harmonique trois injectée soit maximum et égal à $0.185 pu$ (c). Pendant cette période, le taux d'harmonique trois de tension est constamment ajusté en fonction de l'harmonique fondamental requis par l'asservissement de la machine principale. Après 0.5 secondes, nous imposons une décélération et un changement du quadrant couple - vitesse.

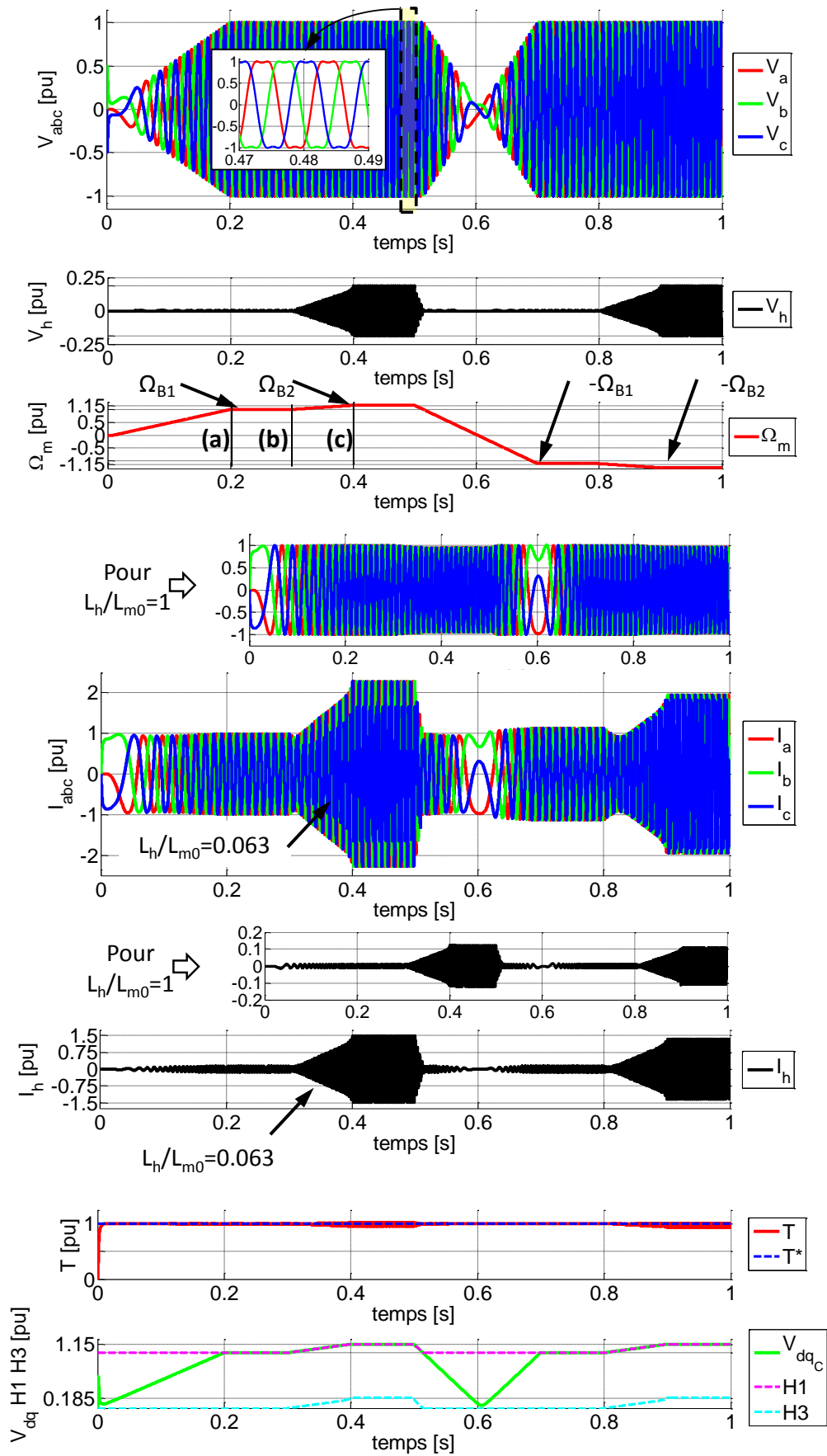


Figure 62 Résultats des simulations pour la commande de surmodulation en tension

La machine fictive homopolaire est alimentée en boucle ouverte par des vecteurs de tension nuls pendant que la vitesse est en dessous de la vitesse de base Ω_{B1} . Le courant homopolaire qui est généré pendant ce fonctionnement est dû uniquement à la fem homopolaire ou aux possibles couplages entre les deux machines fictives par l'intermédiaire de la matrice des inductances.

Pour le cas où la machine a une petite impédance du circuit homopolaire, la valeur crête du courant homopolaire est $0.15 pu$ avant la vitesse de base Ω_{B1} et se développe rapidement lorsque la vitesse augmente vers Ω_{B2} atteignant une valeur crête égale à $1.5 pu$. Les contraintes sur les pertes Joule associées ou les pulsations de couple (dans le cas d'une fem homopolaire plus grande) ne permettent pas l'utilisation de ce type de gestion de saturation de l'onduleur pour de telles machines. Ces aspects sont visibles dans la Figure 62.

Pour le cas où l'impédance du circuit homopolaire est plus élevée, la solution de gérer la saturation de l'onduleur par la commande de surmodulation en tension PTHI offre l'avantage d'avoir une structure de commande simple, qui concerne uniquement la machine homopolaire avec aucune modification apportée sur la structure de commande de la machine principale. Ainsi, avec une constante de temps du circuit homopolaire plus élevée, le courant homopolaire est maintenu très faible, ayant des conséquences positives sur les pertes Joule. En fonction des paramètres de la machine, le couple pulsatoire homopolaire peut être évité si l'amplitude de la fem homopolaire est petite. Dans la Figure 62 le cas où l'inductance homopolaire est égale à l'inductance propre a été choisi pour mettre en évidence cet aspect.

L'augmentation de l'harmonique fondamental à l'aide de l'injection homopolaire permet à la machine fictive principale d'accéder à des vitesses plus élevées. On peut conclure que, avec une augmentation de 15% de la tension fondamentale on obtient un gain approximatif en vitesse du fait des paramètres de la machine et de la tension d'alimentation [94].

Cette partie du chapitre a été dédiée aux stratégies de commande capables d'augmenter la plage de vitesse de l'entraînement. Sans implémenter des stratégies de défluxage capables de gérer la saturation en tension lors du fonctionnement à grande vitesse, les stratégies explorées ont cherché à utiliser la composante homopolaire ayant comme effet de retarder la saturation en tension. Ainsi, ces stratégies de commande ont la conséquence d'augmenter la vitesse de base (nominale) comme présenté dans la Figure 54 b) zone II.

L'étude s'est focalisée sur les méthodes de surmodulation en tension, utilisées généralement dans le cadre des commandes classiques d'entraînements électriques triphasés avec neutre isolé. L'utilisation de ces structures de commande sur les machines à trois phases indépendantes dépend en grande partie des paramètres du circuit homopolaire. Dans le cas où la constante de temps du circuit homopolaire est petite, ces commandes ne sont pas utilisables. Nous avons alors proposé une stratégie de surmodulation qui se sert de l'espace fictif homopolaire pour aider la machine fictive principale à prolonger la plage de fonctionnement en vitesse en régime hors défluxage. Elle essaye d'utiliser au mieux la structure de l'onduleur de tension avec le moins d'impact sur le circuit homopolaire. En revanche, la stratégie est basée sur une commande en boucle ouverte de la machine fictive homopolaire. Suite à la tension injectée par l'algorithme de surmodulation en tension, un courant homopolaire peut se développer. Ce courant peut être responsable des nouvelles contraintes en valeur efficace, maximale ou concernant les pulsations de couple si la fem homopolaire a un taux important. En fonction de ces contraintes en courant, la zone III (Figure 54 b))

peut être franchie plus tôt ou plus tard, quand les limites en tension et en courant surviennent simultanément.

Nous avons vu que, lorsque les limites sont atteintes dans un espace fictif, que ce soit l'espace fictif de courant ou celui de tension, des couplages apparaissent entre les composantes de ce sous-espace fictif. Cela nous a permis de nous appuyer sur les couplages entre la machine fictive principale et la machine fictive homopolaire, et plus particulièrement, entre le couplage de l'harmonique fondamental et de l'harmonique trois.

Un cas particulier apparaît lorsque les deux saturations surviennent en même temps. Dans la Figure 54 a) et b) la zone *III* nous a permis d'introduire cette problématique. Le couplage entre l'espace de courant et l'espace de tension lorsque les deux limites sont atteintes simultanément rend difficile de trouver une expression analytique capable d'estimer les nouvelles limites en couple ou en vitesse de l'entraînement. Dans ce cas, des études d'optimisation effectuées à l'aide des modèles à éléments finis ou des cartographies à partir des essais expérimentaux sont nécessaires.

3.2.2. Fonctionnement en mode défluxé de la machine à 3 phases indépendantes

3.2.2.1. Défluxage sur la machine principale (M1)

Le paragraphe précédent nous a permis d'étudier les commandes capables d'augmenter les limites en vitesse et en couple de la machine électrique en appliquant des algorithmes qui peuvent utiliser la composante supplémentaire fournie par la structure à phases indépendantes – l'homopolaire. Pour certains paramètres électriques des machines électriques, les avantages tirés après avoir utilisé ces types d'algorithmes sont bien évidents : 15% de couple en plus en basse vitesse par rapport à une machine triphasée avec un couplage en étoile. Concernant la vitesse, un gain de 15% à couple nominal est possible suite aux techniques de surmodulation en tension. Le gain est équivalent à celui des machines à trois phases avec neutre isolé avec injection de composante homopolaire de tension. Par contre, d'autres contraintes en termes de commande s'ajoutent du fait de la présence du courant homopolaire.

Concernant les applications de traction électrique, la possibilité de monter en vitesse est un point important [95]. En ce sens, pour dépasser considérablement la vitesse de base, la technique de défluxage est utilisée.

Or, dans les machines synchrones à aimants permanents (MSAP), le flux contribuant au couple provient des aimants si les phénomènes de saturation magnétique sont négligés. La technique de défluxage a comme objectif le développement d'un flux d'induit qui s'oppose au flux des aimants et qui permet ainsi la maîtrise de la tension des forces électromotrices. Lors d'un travail en mode défluxé, le flux devient donc variable ce qui implique que le couple devient, même pour les machines à pôles lisses, une fonction dépendant de deux vecteurs variables flux et courant. Cette complexité accrue justifie l'utilisation des repères de Park qui permettent d'une part de fournir des modèles avec équations plus simples à prendre en compte et d'autre part, pour les machines couplées en étoile avec neutre isolé, de séparer la composante homopolaire qui n'a pas d'impact sur le couple mais peut en avoir sur la saturation de l'onduleur. Le couple est alors, lui, géré uniquement grâce aux courants et flux dans le plan dq . En prenant alors une marge de sécurité en tension pour ne pas avoir

à considérer les composantes homopolaires, la commande en mode défluxé s'en trouve alors fortement simplifiée : il suffit de considérer uniquement le plan dq .

Pour des machines polyphasées le problème devient plus complexe car il est possible de réduire le flux en agissant dans différents espaces de type plan dq ou droite homopolaire. Les stratégies de contrôle deviennent alors nombreuses. Nous examinerons dans notre cas le fait que la composante homopolaire puisse agir simultanément sur le phénomène de saturation en tension, et sur le phénomène de défluxage. Dans la mesure où, dans notre cas, la prise en compte du phénomène de saturation devait être traitée du fait des phénomènes de pompage entre les deux machines fictives et du fait de l'influence de la fem homopolaire, nous avons été amenés à développer des modèles et techniques de contrôle qui peuvent aussi bénéficier aux contrôles de défluxage des machines triphasées classiques. On exposera donc dans un premier temps une méthode de contrôle de défluxage dans le plan dq , suffisamment innovante pour être proposée ci-dessous, puis à adapter cette méthode à notre cas plus spécifique.

Dans la littérature, les algorithmes capables de déterminer les bonnes références de courant se divisent en deux grandes catégories : les algorithmes de commande en boucle ouverte et les algorithmes de commande en boucle fermée.

Les algorithmes en boucle ouverte [97] se prêtent au cas où un modèle électrique de la machine est facile à réaliser, ou encore lorsque des relevés expérimentaux ont été réalisés dans la plage de fonctionnement souhaitée. Ce type de contrôle de type anticipation (prédictif) est par nature insensible aux bruits de mesure (puisque non nécessaire) et présente une dynamique élevée (puisque basée sur la prédiction). En revanche, ces commandes sont sensibles à la qualité du modèle et à la bonne connaissance en temps réel des bonnes valeurs des paramètres.

La catégorie d'algorithmes en boucle fermée adapte le courant de défluxage à partir de mesures de tension, vitesse et couple. Ainsi, la robustesse de ces structures est améliorée par rapport au cas précédent. Par contre, ces structures utilisent des filtres [98] ou des correcteurs PI ou I [99], [100], [101]. La synthèse de ces structures est difficile à réaliser, particulièrement si les aspects non-linéaires comme le sont les phénomènes de saturation interviennent, car le calcul des gains des correcteurs est alors plus délicat.

Nous considérons que dans le principe, la commande en boucle ouverte ne peut être utilisée seule mais doit permettre par contre de soutenir la commande en boucle fermée en fournissant des consignes peu éloignées de celles effectivement nécessaires à l'obtention des résultats désirés. Les correcteurs des algorithmes en boucle fermée auront alors essentiellement la tâche de finaliser l'élaboration des consignes.

Les algorithmes hybrides ainsi générés doivent permettre d'avoir les avantages qu'on retrouve dans le cas de la structure en boucle fermée et de la structure en boucle ouverte [102]. Dans l'esprit des structures hybrides de défluxage, nous proposons une structure hybride où une commande en boucle ouverte fixe la dynamique des courants de référence toujours avec un degré de sécurité du point de vue de la limitation en tension. Ensuite, en régime permanent, l'asservissement en boucle fermée, avec une dynamique plus lente, compense l'action causée par le coefficient de sécurité de tension ou par une erreur due aux variations de paramètres.

Pour la machine à phases indépendantes, l'accès au circuit homopolaire a été présenté dans les chapitres précédents. En utilisant cette seule composante, cette machine homopolaire est capable de fournir du couple avec une valeur moyenne non nulle. Pourtant, le défluxage de cette machine n'est pas possible. Le seul degré de liberté du courant homopolaire est déjà associé avec la génération du couple homopolaire par l'interaction avec le flux homopolaire. Pour la machine homopolaire on ne retrouve plus deux réglages indépendants comme dans le cas des structures dq .

Suite à la courte introduction de ce paragraphe, la fonction de défluxage pour une machine à trois phases indépendantes est d'abord réalisée sur la machine principale dq . La machine homopolaire fournit ensuite un degré supplémentaire de contrôle capable d'influencer les performances de défluxage, comme on va le voir dans ce qui suit.

Le fonctionnement en régime de défluxage projeté dans l'espace fictif diphasé dq peut être associé avec les limites électriques du système en régime permanent. La première limitation est celle en tension généralement associée avec le niveau de tension d'une batterie (ou batterie et super condensateur). Pour une machine triphasée, cela revient à :

$$\sqrt{V_d^2 + V_q^2} \leq V_{dq \max} \quad (38)$$

On identifie ici $V_{dq \max}$ qui représente le module maximum du vecteur tension fourni par l'onduleur. Classiquement, ce module est directement proportionnel avec la tension de la source d'énergie (le bus continu) et peut être inférieur ou égal aux limites de l'hexagone de tension dans le repère dq (présenté dans l'Annexe 6.3).

La deuxième limite est une limite en courant. Ainsi, les deux courants fictifs en quadrature doivent respecter l'inégalité suivante :

$$\sqrt{I_d^2 + I_q^2} \leq I_{dq \max} \quad (39)$$

avec $I_{dq \max}$ le module de vecteur courant nominal qui est associé soit avec une limite due à l'onduleur de tension ou bien de la machine électrique.

La démarche suivante détermine, à l'aide d'un modèle électrique, les références des courants pour le fonctionnement en défluxage d'une machine triphasée. L'approche présentée dans le paragraphe suivant fait partie des solutions de défluxage en boucle ouverte. Ces solutions de défluxage sont généralement trouvées de façon analytique, soit par l'implantation des formules analytiques soit par la tabulation des résultats analytiques dans des tables de mémoire. Dans le dernier cas, des effets non linéaires dus aux variations des paramètres ne peuvent pas fournir une bonne précision et robustesse, sauf quand des ressources importantes en termes de mémoires de stockage sont utilisées. Par contre, le cas des solutions analytiques apparaît plus adapté lorsque les paramètres de la machine sont susceptibles de varier. On imagine, par exemple, la résistance statorique qui varie avec la température ou bien les inductances qui peuvent varier avec le courant statorique. Ces variations peuvent être prises en compte et compensées lorsqu'on utilise une commande adaptée.

Dans le cas des applications où un rendement important est intéressant, comme celui des véhicules électriques où l'autonomie peut jouer un facteur décisif dans l'achat et l'utilisation du véhicule, le

défluxage optimal (couple maximum à courant minimum) dépend de la possibilité de l'algorithme de contrôle de gérer le fonctionnement à la limite de saturation en tension. Dans ce cas, le modèle électrique utilisé pour générer les solutions analytiques a besoin d'être le plus complet possible. Bien évidemment, la complexité des modèles implique des problèmes de temps de calcul. Un compromis entre la complexité des équations et la précision des solutions et les ressources et méthodes de calcul est nécessaire, et cela est trouvé en utilisant un modèle statique, négligeant donc les variations temporelles des grandeurs dans l'espace de Park.

Dans les structures classiques de calcul des références de courant à partir d'un modèle électrique, la prise en compte de la résistance statorique est évitée car elle rend plus difficile la résolution des équations de façon analytique. Cela se justifie d'autant plus lorsqu'une marge de sécurité assez grande est prise en compte pour être sûr de rester dans les zones de fonctionnement linéaire pour l'onduleur. Raffiner le modèle serait alors de peu d'utilité. Par contre, dans l'optique d'un fonctionnement avec coefficient réduit de sécurité en tension et donc à la limite de saturation, alors la prise en compte de la résistance dans le calcul des courants de défluxage permet de trouver une solution avec une précision améliorée [96], [97], [106]. De plus, pour une application de type véhicule électrique, les aspects liés aux chutes résistives de tension deviennent également plus importants lors des régimes transitoires pour lesquels le courant efficace qui traverse la machine peut être compris entre le courant efficace nominal de la machine et le courant maximal de l'onduleur. Ainsi, pendant ces périodes transitoires, le produit entre la résistance statorique et le module du vecteur courant est plus grand que les chutes de tension nominales. Relativement à la valeur du bus continu, ces chutes résistives ne sont plus négligeables.

En utilisant le développement décrit dans l'Annexe 6.6.3 et en l'introduisant en (38), l'équation électrique de tension en régime permanent de la machine fictive principale, tout en négligeant les phénomènes de saturation magnétique et en considérant uniquement l'harmonique de rang un pour le flux magnétique, devient :

$$\sqrt{(R_s I_d - \omega_e L_q I_q)^2 + (R_s I_q + \omega_e L_d I_d + \omega_e \psi_{M,1})^2} = V_{dq\max} \quad (40)$$

L'expression (40) représente un polynôme quadratique en I_d et I_q et peut être généralement tracée sous forme d'une ellipse dans le cas d'une machine à pôles saillants ou sous forme d'un cercle dans le cas d'une machine à pôles lisses.

$$\begin{aligned} (R_s^2 + (\omega_e L_d)^2) I_d^2 + 2\omega_e R_s (L_d - L_q) I_d I_q + (R_s^2 + (\omega_e L_q)^2) I_q^2 + 2\omega_e^2 L_d \psi_{M,1} I_d + \\ + 2\omega_e R_s \psi_{M,1} I_q + (\omega_e \psi_{M,1})^2 - V_{dq\max}^2 = 0 \end{aligned} \quad (41)$$

Le centre de cette ellipse est situé en $M(h_{ellipse}, k_{ellipse})$ et est égal à:

$$h_{ellipse} = -\frac{L_q \omega_e^2 \psi_{M,1}}{R_s^2 + L_d L_q \omega_e^2}, \quad k_{ellipse} = -\frac{R_s \omega_e \psi_{M,1}}{R_s^2 + L_d L_q \omega_e^2} \quad (42)$$

On peut remarquer que, si on néglige la résistance dans le calcul, les coordonnées de l'ellipse prennent la forme donnée par l'équation (43).

$$h_{\text{ellipse}} = -\frac{\psi_{M,1}}{L_d}, \quad k_{\text{ellipse}} = 0 \quad (43)$$

Le courant de défluxage I_d est limité, si c'est le cas, par les coordonnées du centre de l'ellipse. Cela est dû à la somme des flux sur l'axe d qui est nulle pour une valeur absolue du courant I_d , égal à l'abscisse des coordonnées du centre de l'ellipse. Cette limitation de courant sur l'axe d est très importante car elle fixe la limite supérieure en vitesse. Liée à cette limitation en courant, [103] montre que, pour un design optimal de la caractéristique de défluxage d'une machine électrique, le flux d'aimants doit être égal avec le flux maximal sur l'axe d .

$$\psi_{M,1} \cong L_d I_{dq\max} \quad (44)$$

On définit ainsi une vitesse appelée $\Omega_{T=0}$ qui représente la vitesse mécanique quand le couple devient nul.

$$\Omega_{T=0} = \frac{\pm \sqrt{V_{dq\max}^2 - R^2 I_d^2}}{p(I_d L_d + \psi_{M,1})} \quad (45)$$

Le courant associé à la vitesse $\Omega_{T=0}$ est réparti uniquement sur l'axe d , dans le cas des machines à pôles lisses et, en fonction des paramètres de la machine, il prend la valeur :

$$I_d = \max(-I_{dq\max}, h_{\text{ellipse}}) \quad (46)$$

On observe que pour les machines électriques qui ont le point M (le centre d'ellipse) à l'intérieur du cercle de courant maximal, la caractéristique couple vitesse est étendue à une vitesse théoriquement infinie.

À part la vitesse limite, la vitesse de base aussi se retrouve parmi les éléments qui définissent le fonctionnement en défluxage d'une machine électrique. Cette vitesse est généralement définie pour un fonctionnement à couple nominal. En considérant une saillance nulle de la machine ($L_d=L_q$), l'expression analytique de la vitesse de base pour les quatre quadrants de fonctionnement est :

$$\Omega_B = \frac{\mp I_{dq\max} \psi_{M,1} R_s \pm \sqrt{(I_{dq\max}^2 L_q^2 + \psi_{M,1}^2) V_{dq\max}^2 - I_{dq\max}^4 L_q^2 R_s^2}}{p(I_{dq\max}^2 L_q^2 + \psi_{M,1}^2)} \quad (47)$$

En négligeant la résistance statorique, on retrouve :

$$\Omega_B = \frac{\pm V_{dq\max}}{p \sqrt{I_{dq\max}^2 L_q^2 + \psi_{M,1}^2}} \quad (48)$$

La Figure 63 présente les courbes caractéristiques dans l'espace courant pour une machine à pôles lisses dans une plage de vitesse $\omega_{e1}=p\Omega_{m1}$ (à la limite de défluxage – point A) jusqu'à une vitesse $\omega_{e4}=p\Omega_{m4}$ (défluxage à couple nul – point D). En fonctionnement en défluxage, les paramètres de la

machine étudié place le point M (le centre d'ellipse) légèrement à l'extérieur du cercle du courant maximum.

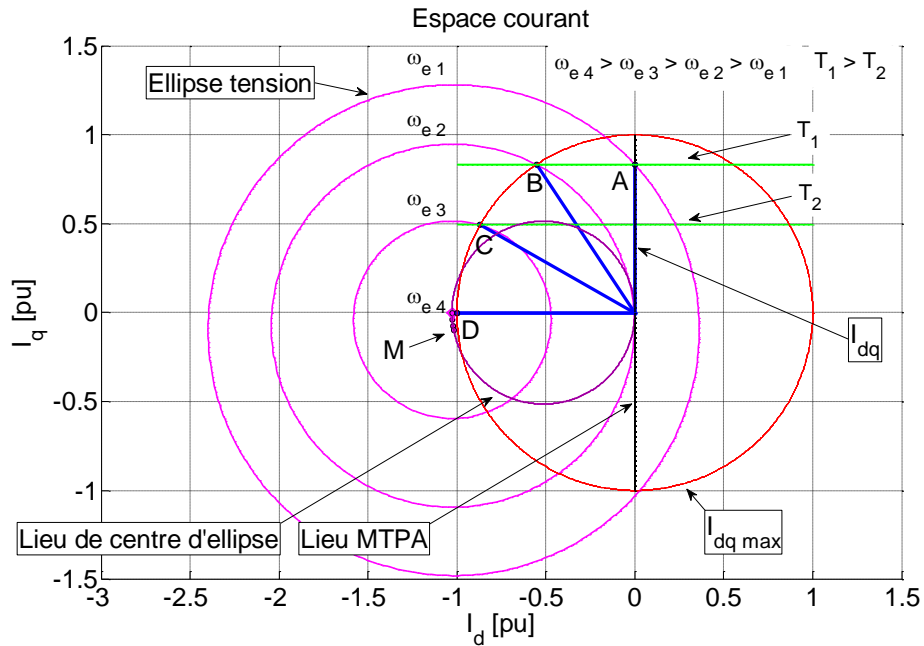


Figure 63 Fonctionnement en défluxage avec mise en évidence des étapes parcourues par le courant dans le repère dq

Les références des courants I_d et I_q qui permettent de satisfaire (38) peuvent être repérés en utilisant l'espace courant (Figure 63) par l'intersection des courbes qui décrivent les limitations en courant (39), l'ellipse de tension (41) et la courbe de couple constant (une droite dans le cas des machines à pôles lisses). Tant que le module du vecteur courant dans le plan dq n'est pas arrivé à la limite I_{dqmax} , le couple de consigne peut être obtenu et les références des courants sont calculées par l'intersection entre la courbe de couple constant et l'ellipse de tension (point A par exemple). Une fois que la limite en courant est atteinte, la consigne de couple constant ne peut plus être suivie pour des vitesses supérieures. Les références des courants I_d et I_q dans ce cas sont obtenues en prenant l'intersection de l'ellipse avec le cercle de courant maximal (points B, C et D dans l'exemple pris en Figure 63).

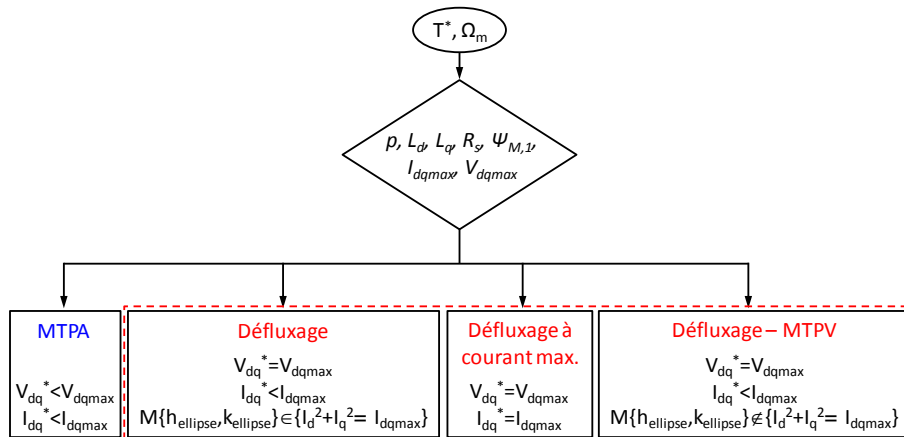


Figure 64 Régions de fonctionnement de la machine électrique: MTPA et défluxage

Ainsi, en fonction des paramètres de la machine électrique, plusieurs régions de fonctionnement sont définies (Figure 64). Une première région de fonctionnement est dans le cas où les références de courant sont à l'intérieur du cercle de courant maximal. Ici, un fonctionnement en régime MTPA (Maximum Torque Per Ampère) est possible jusqu'à une certaine vitesse. Cette vitesse est égale à la vitesse de base pour une consigne de couple de 1 pu, ou supérieure à la vitesse de base pour les consignes de couple inférieure à couple nominal. Nous sommes ainsi dans le cas d'un fonctionnement hors saturation en tension, donc hors défluxage.

Ensuite, la zone de fonctionnement suivante est caractérisée par la limite de tension maximale V_{dqmax} et un courant statorique inférieur au courant maximal I_{dqmax} .

La troisième région est définie par l'ensemble des coordonnées des courants dq qui se trouve sur le cercle du courant maximal à l'intersection avec l'ellipse de tension.

Une dernière région peut apparaître si le centre de l'ellipse (le point M) se trouve à l'intérieur du cercle du courant maximal [102]. Le régime de fonctionnement de la machine est appelé MTPV (Maximum Torque Per Voltage) dans ce cas [103], [104], [105] et les références des courants dq se calculent de nouveau par l'intersection entre les courbes de couple constant et l'ellipse de tension en respectant (46).

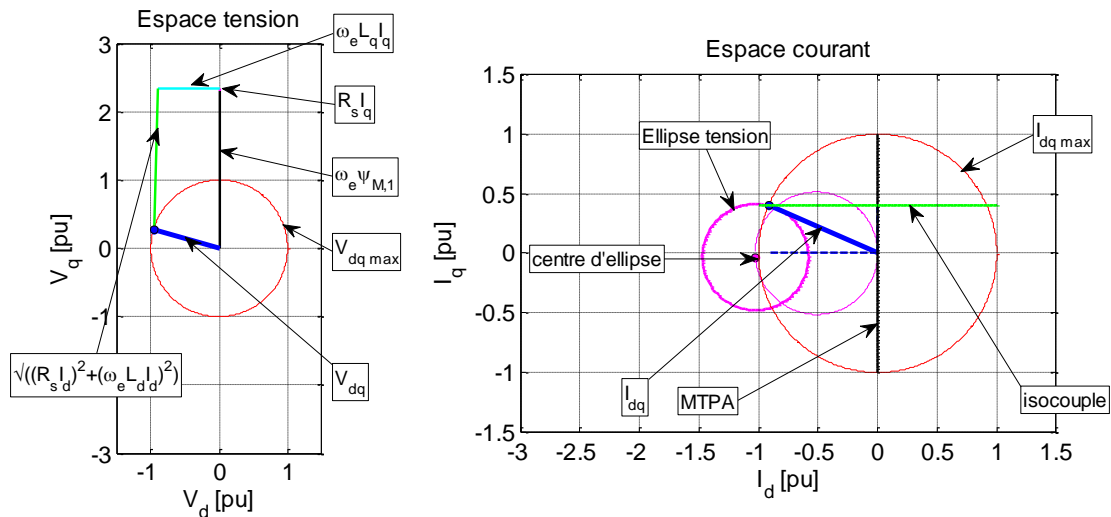


Figure 65 L'espace tension et l'espace courant pour un point de fonctionnement en défluxage dans le cas d'une machine à pôles lisses

En résumé, à partir de l'analyse dans le plan des courants dq, le calcul des références des courants I_d et I_q se limite à trouver les coordonnées d'intersection entre les courbes d'isocouple avec l'ellipse de tension et/ou le cercle de courant maximal.

Les équations du modèle de la machine ensemble avec (38), (39) et (41) peuvent être représentés aussi dans un espace lié aux tensions de la machine où les axes sont les deux composantes en quadrature : V_d et V_q (Figure 65 gauche). Dans cet espace on observe que dans le calcul des références des courants dq interviennent des intersections entre une droite (liée aux paramètres de la machine et le point de fonctionnement de la machine) et un cercle (lié à une limite de tension imposée par la commande). En ce sens, il devient particulièrement plus intéressant de travailler dans

l'espace de tension par rapport à l'espace courant où les courants de référence sont calculés à partir de l'intersection entre une ellipse et la courbe d'isocouple ou le cercle de courant maximum.

Le fonctionnement à la limite de saturation en tension impose que la tension statorique V_{dq} soit égale à la tension maximale que le concepteur du contrôle alloue à l'onduleur de tension. On observe ainsi que pour un courant sur l'axe d non nul, les coordonnées de la tension statorique V_{dq} se trouvent à l'intersection du cercle de tension maximale de rayon V_{dqmax} ((c) dans (49)) avec une droite ((d) dans (49)) décrite par la pente m et l'ordonnée à l'origine n (la droite verte dans la Figure 65 gauche) :

$$\begin{cases} (c): V_d^2 + V_q^2 = V_{dqmax}^2 \\ (d): V_q = \underbrace{\frac{\omega_e L_d}{R_s} V_d}_m + \underbrace{\omega_e \psi_{M,1} + \left(R_s + \frac{\omega_e^2 L_d L_q}{R_s} \right) I_q^*}_n \end{cases} \quad (49)$$

Ainsi, un système d'équations est formé par (49) avec V_d comme variable inconnue.

$$V_d = \frac{-mn + \sqrt{\Delta}}{1 + m^2}, \quad \Delta = V_{dqmax}^2 (1 + m^2) - n^2 \quad (50)$$

Une fois la solution de la tension V_d obtenue, cela permet de calculer le courant sur l'axe d :

$$I_d^* = \frac{V_d + \omega_e L_q I_q^*}{R_s} \quad (51)$$

Les relations (49) et (51) permettent de trouver la référence du courant de défluxage dans le cas où le déterminant Δ est plus grand ou égal à zéro, c'est-à-dire quand il y a au moins un point d'intersection entre la limite en tension décrite par le cercle (c) et la droite (d). En fonction des paramètres électriques de la machine, le déterminant Δ peut prendre des valeurs négatives. Dans ce cas un critère supplémentaire est nécessaire. Concernant les machines à pôles lisses, le critère optimal du point de vue de la génération du couple se traduit par une intervention sur le courant de l'axe q tel que $\Delta=0$. Dans l'espace courant, la condition imposée sur le courant I_q se révèle être équivalente avec l'intersection ponctuelle (une seule solution pour I_d) entre l'ellipse de tension et la courbe de couple la plus grande possible pour la vitesse donnée.

Avec $\Delta=0$ imposée, la solution pour le courant sur l'axe q est égale à :

$$I_{q@\Delta=0}^* = \frac{-\omega_e \psi_{M,1} R_s (L_d L_q \omega_e^2 + R_s^2) + \text{sign}(I_{qMTPA}^*) \sqrt{(L_d^2 \omega_e^2 + R_s^2) (L_d L_q \omega_e^2 + R_s^2)^2 V_{dqmax}^2}}{(L_d L_q \omega_e^2 + R_s^2)^2} \quad (52)$$

Et ainsi le courant de défluxage sur l'axe d prend la forme exprimée par (53).

$$I_{d@\Delta=0}^* = \frac{V_{d@\Delta=0} + \omega_e L_q I_{q@\Delta=0}^*}{R_s} \quad (53)$$

On remarque que, pour une machine à pôles lisses, la zone $\Delta=0$ imposée correspond à la caractéristique de défluxage des machines avec une réaction d'induit supérieure au flux des aimants ($L_d I_{dqmax} > \Psi_{M,1}$). Dans ce cas, le régime de fonctionnement est celui de type MTPV.

Si la limite en courant est atteinte, les références des courants doivent être recalculées pour vérifier (39). En prenant (41) avec $L_d=L_q$ et en remplaçant I_q avec :

$$I_{q@Idqmax}^* = \sqrt{I_{dqmax}^2 - I_{d@Idqmax}^{*2}} \quad (54)$$

on arrive à trouver une équation en I_d sous la forme de l'expression (55)

$$\underbrace{2\omega_e^2 L_d \Psi_{M,1}}_u I_{d@Idqmax}^* + \underbrace{2\omega_e R_s \Psi_{M,1}}_v \sqrt{I_{dqmax}^2 - I_{d@Idqmax}^{*2}} + \underbrace{(\omega_e \Psi_{M,1})^2 + (\omega_e L_q I_{dqmax})^2 + (R_s I_{dqmax})^2}_w - V_{dqmax}^2 = 0 \quad (55)$$

avec deux racines pour I_d :

$$I_{d12@Idqmax}^* = \frac{-2uw \pm \sqrt{4(v^2 I_{dqmax}^2 (u^2 + v^2) - v^2 w^2)}}{2(u^2 + v^2)} \quad (56)$$

Et en fonction du quadrant couple – vitesse dans lequel se trouve le point de fonctionnement, la solution à courant maximal reste valide si $I_{d@Idqmax}$ prend la valeur suivante :

I_{qMTPA}^*	+	-	+	-
Ω_m	+	-	-	+
$I_{d@Idqmax}^*$	racine 2	racine 2	racine 1	racine 1

Tableau 2 Solutions à courant maximal pour le courant de l'axe d en fonction du quadrant couple – vitesse

Le schéma général pour le calcul de référence des courants est présenté dans la Figure 66. On rappelle ici les trois zones de fonctionnement possibles : la zone en limitation en tension où le couple généré par la machine électrique est égal au couple de référence ; la zone où une adaptation sur les consignes de courant MTPA est nécessaire pour garder la limitation en tension ; et une dernière zone où les limitations en tension et en courant arrivent simultanément. La solution de la valeur de référence du courant de défluxage $I_{dDFXModèle}^*$ est déterminée en prenant la valeur maximale des trois valeurs suite à une comparaison issue de ces trois zones de fonctionnements différentes.

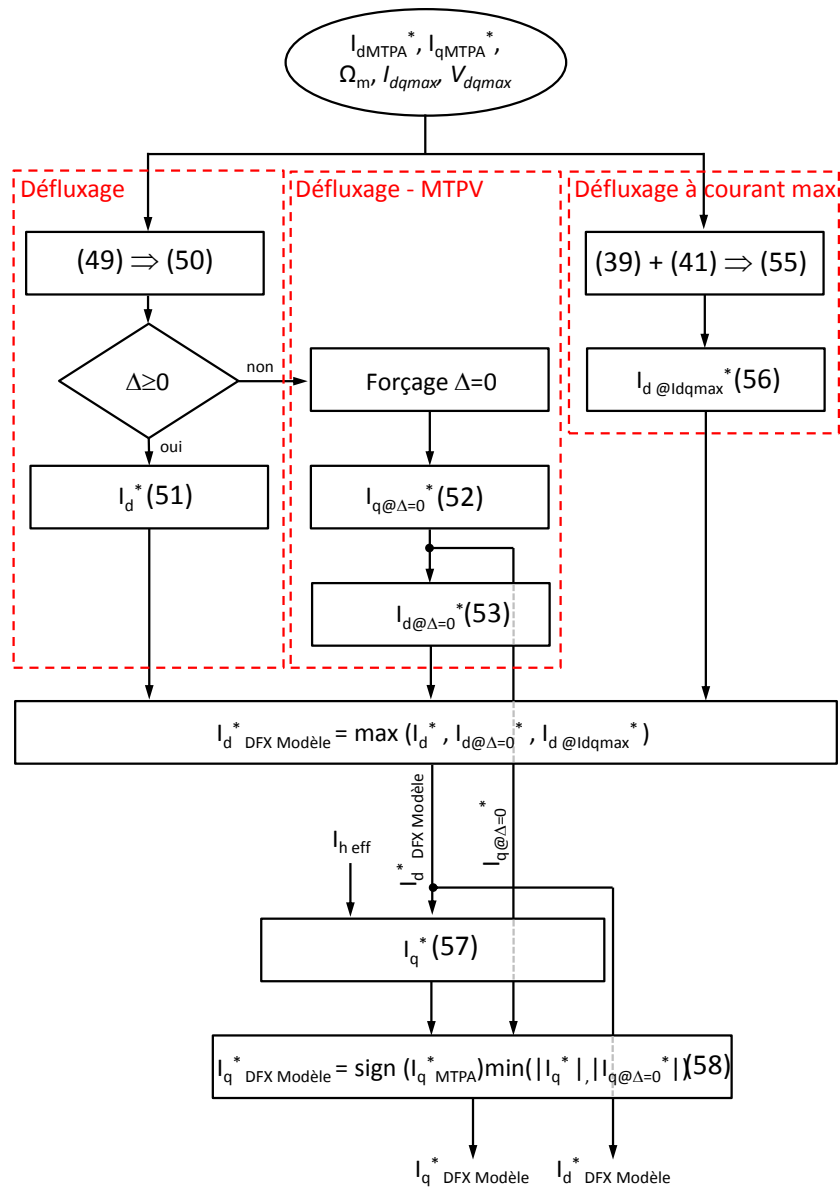


Figure 66 Schéma bloc du calcul des courants de référence en défluxage pour une machine à pôles lisses en utilisant le modèle électrique en régime permanent

L'adaptation du courant de référence sur l'axe q prend en compte la saturation par rapport au courant maximum en utilisant le critère des pertes Joule :

$$I_q^* = \text{sign}(I_q^* \text{ MTPA}) \cdot \sqrt{I_{dq \text{ max}}^2 - I_d^{*2} - I_{h, \text{ eff}}^2}, \text{ avec } I_d^* = I_d^* \text{ DFX Mod\`ele} \quad (57)$$

Ensuite, une comparaison entre le courant saturé (57) et la valeur $I_{q@\Delta=0}$ générée par le bloc $\Delta=0$ permet de trouver la valeur de référence du courant sur l'axe q .

$$I_q^* \text{ DFX Mod\`ele} = \text{sign}(I_q^* \text{ MTPA}) \cdot \min(|I_q^*|, |I_{q@\Delta=0}^*|) \quad (58)$$

La validation de l'algorithme a été réalisée en utilisant les paramètres des deux machines avec les caractéristiques présentes dans le Tableau 3. Le Prototype 2 a une réaction d'induit supérieure au

flux des aimants et donc une vitesse $\Omega_{T=0}$ théorique infinie ainsi, la vitesse maximale simulée est égale à $\Omega_{T=0}$ du Prototype 1.

Machine	Prototype 1 (SOFRACI)	Prototype 2
R_s [Ω]	0.475	
L_d [mH]	8.482	16.965
L_q [mH]	8.482	16.965
$\Psi_{M,1}$ [Vs/rad]	0.3139	
p	4	
V_{DC}	200	
V_{dqmax}	$V_{DC} \sqrt{1.5}$	
I_{dqmax}	36	

Tableau 3 Paramètres des machines pris en compte pour la simulation

La Figure 67 présente les caractéristiques de type couple - vitesse obtenus pour les deux machines électriques en régime de défluxage. La tension V_{dq} et le courant I_{dq} ont aussi été tracés. Les contraintes en tension et en courant sont respectées pour toute la plage de fonctionnement.

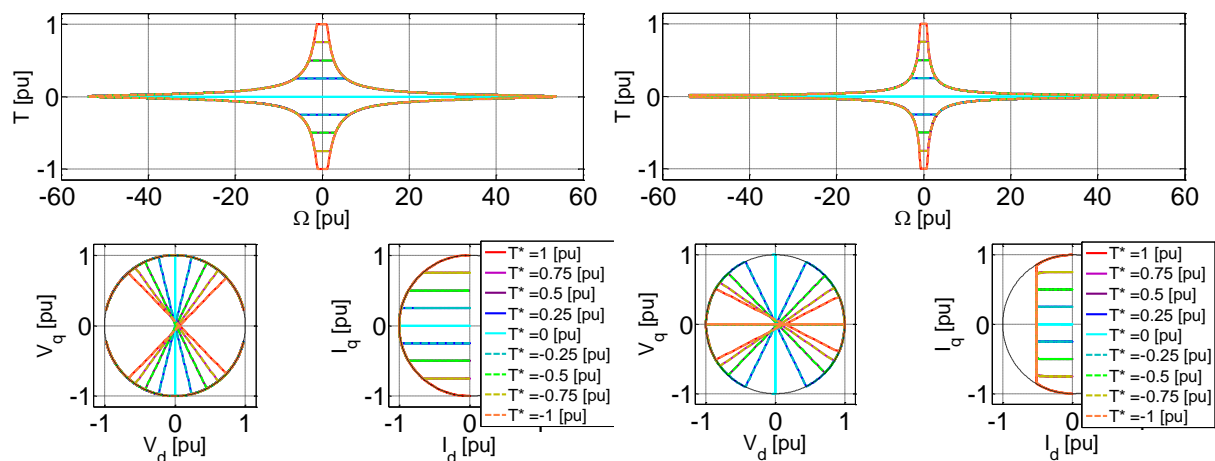


Figure 67 Les courbes couple – vitesse, la tension dq et le courant dq pour deux machines à pôles lisses : gauche - $L_d I_{dqmax} < \Psi_{M,1}$ droite - $L_d I_{dqmax} > \Psi_{M,1}$

L'impact de la résistance statorique intégrée dans l'algorithme de défluxage a été examiné dans la Figure 68. Deux scénarios différents ont été choisis : dans le premier, le couple de référence est quatre fois le couple nominal (Figure 68 gauche) ; tandis que dans le deuxième le couple est égal au couple nominal (Figure 68 droite). Le premier cas représente un fonctionnement en mode boost de courte durée, alors que dans le deuxième cas on a un fonctionnement en régime permanent. Les deux cas de simulation couvrent les quatre quadrants de fonctionnement.

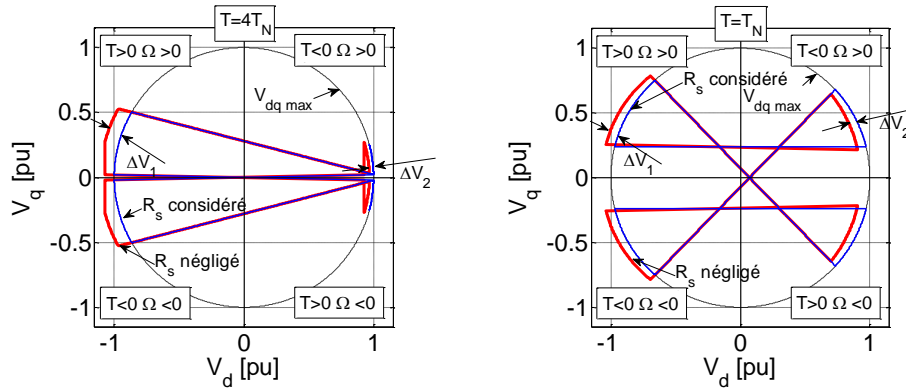


Figure 68 L'influence de la résistance pendant le fonctionnement à la limite de saturation en tension

Les courbes bleues dans les deux figures représentent les tensions statoriques dans le repère de Park issues des courants dq calculés à l'aide du modèle où la résistance a été prise en compte. Les courbes rouges constituent la tension statorique issue des courants dq calculés à l'aide d'un modèle où la résistance statorique a été négligée.

On remarque que dans les deux cas où les résistances ont été omises du calcul des références de courant, un coefficient de sécurité appliqué sur la tension maximale est nécessaire pour assurer le respect de la limite en tension imposée. Par contre, le coefficient de sécurité qui peut être pris dans le cas de la consigne à couple nominal n'est pas suffisant lors du fonctionnement en régime boost de courte durée. Si le coefficient de sécurité est choisi pour assurer un bon fonctionnement dans toutes les plages de ces consignes de couple, les performances de l'entraînement diminuent et on risque de travailler dans la plupart du temps avec des coefficients de sécurité largement supérieurs au nécessaire.

Ainsi, la prise en compte de la résistance permet d'approcher la limite de tension imposée. Dans le cas où un coefficient de sécurité est requis, cela peut être choisi comme unique et ayant un impact invariable sur les performances de l'entraînement, indépendamment du point de fonctionnement.

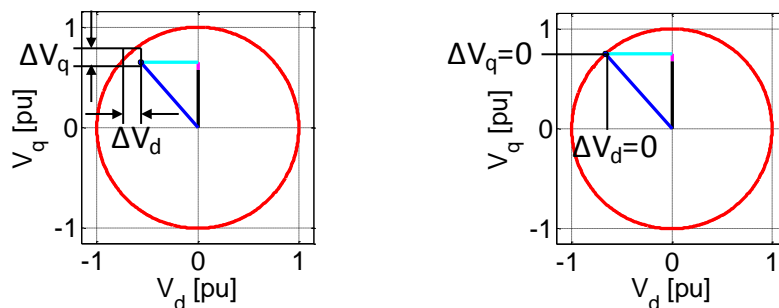


Figure 69 Prise en compte des phénomènes dynamiques

L'algorithme prédictif de calcul des courants de référence en défluxage a été réalisé autour d'un modèle statique. Cela a permis de simplifier la complexité des équations à résoudre. Néanmoins, la chute de tension due aux termes dynamiques ne peut pas être considérée comme nulle, plus particulièrement dans la phase de défluxage quand l'intervention sur les deux courants d'axes dq est nécessaire. Ainsi, tant que la limitation en tension n'est pas atteinte, une marge de tension est toujours disponible. Celle-ci est représentée par les « marges » de tension ΔV_d et ΔV_q dans la Figure

69 gauche, où les valeurs de ces marges de tension sont non nulles. La Figure 69 droite, en revanche, présente le cas où la limite en tension est atteinte et le fonctionnement en défluxage doit commencer. Cela demande de l'injection du courant sur l'axe d qui est responsable d'une demande de variation de la tension dans l'axe d . Si le terme ΔV_d est nul, le courant I_d qui circule dans la machine ne peut pas se développer et le bon fonctionnement en défluxage est compromis.

La résolution de ce problème peut être interprétée comme une nécessité de marge de tension pour les termes dynamiques. Ainsi, on autorise une tension limite comme γV_{dqmax} , où $1-\gamma$ représente la tension en pu liée aux termes dynamiques. Cette limite en tension peut être interprétée comme une surestimation des paramètres électriques du modèle proportionnelle avec $1/\gamma$. Ainsi :

$$R_s = \frac{R_s}{\gamma}, L_d = \frac{L_d}{\gamma}, L_q = \frac{L_q}{\gamma}, \psi_{M,1} = \frac{\psi_{M,1}}{\gamma} \quad (59)$$

Dans ce cas, le fonctionnement en défluxage intervient plus tôt, car la vitesse de base est légèrement inférieure, et le courant de défluxage I_d est plus important dans ce cas, comme il est visible dans la Figure 70.

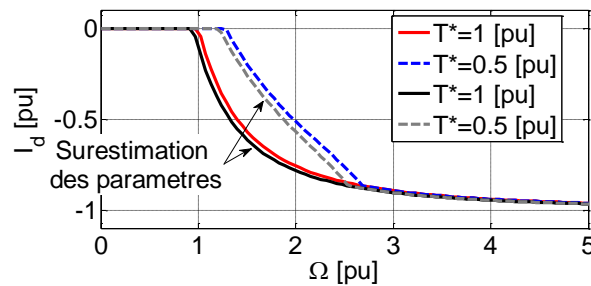


Figure 70 Effet sur le courant I_d par la prise en compte des phénomènes dynamiques

Dans le cas des machines à pôles saillants, l'algorithme présenté comporte certaines limitations. Premièrement, le fonctionnement en régime $\Delta=0$ n'est plus optimal pour une machine avec une saillance importante. La condition $\Delta=0$ se reflète uniquement sur le courant I_q et, en revanche, pour une machine à pôles saillants, le courant des deux axes contribue à la génération du couple. Dans ce cas, du point de vue mathématique, nous revenons à un problème classique d'optimum. Le travail de [107] adresse ce problème mais la complexité de calcul est rapidement augmentée par rapport au cas présenté dans ce travail. Concernant le fonctionnement en limitation en courant, l'équation (55) n'est plus valable. Ainsi, en prenant $L_d \neq L_q$, l'expression (55) se transforme en (60) :

$$\begin{aligned} \omega_e^2 (L_d^2 - L_q^2) I_d^2 @ I_{dq \max} + 2\omega_e R_s (L_d - L_q) I_d @ I_{dq \max} I_q @ I_{dq \max} + (R_s^2 + (\omega_e L_q)^2) I_d^2 @ I_{dq \max} + \\ + 2\omega_e^2 L_d \psi_{M,1} I_d @ I_{dq \max} + 2\omega_e R_s \psi_{M,1} I_q @ I_{dq \max} + (\omega_e \psi_{M,1})^2 - V_{dq \max}^2 = 0 \end{aligned} \quad (60)$$

avec

$$I_q @ I_{dq \max} = \sqrt{I_{dq \max}^2 - I_d @ I_{dq \max}^2} \quad (61)$$

La solution analytique $I_{d@I_{dqmax}}$ nécessite une augmentation sensible du temps de calcul causé par la complexité de l'équation. Pour alléger le calcul utilisant le calcul symbolique décrit par l'équation (60), une réduction du nombre d'opérations est possible si une approximation sur la variation du courant de l'axe q est faite prenant en compte un retard d'un échantillon :

$$I_{q@I_{dqmax}} = I_{q@I_{dqmax}} z^{-1} \tag{62}$$

Ainsi, le courant pour l'axe d devient égal à :

$$I_{d@I_{dqmax}1} = \frac{-\omega_e(L_d\omega_e\psi_{M,1} + I_{q@I_{dqmax}}(L_d - L_q)R_s) + \Delta_{d@I_{dqmax}}}{\omega_e^2(L_d^2 - L_q^2)} \text{ avec} \tag{63}$$

$$\Delta_{d@I_{dqmax}} = \sqrt{\omega_e^2((L_q\omega_e\psi_{M,1} - I_{q@I_{dqmax}}(L_d - L_q)R_s)^2 - I_{dqmax}^2(L_d^2 - L_q^2)(L_q^2\omega_e^2 + R_s^2) + (L_d^2 - L_q^2)V_{dqmax}^2)}$$

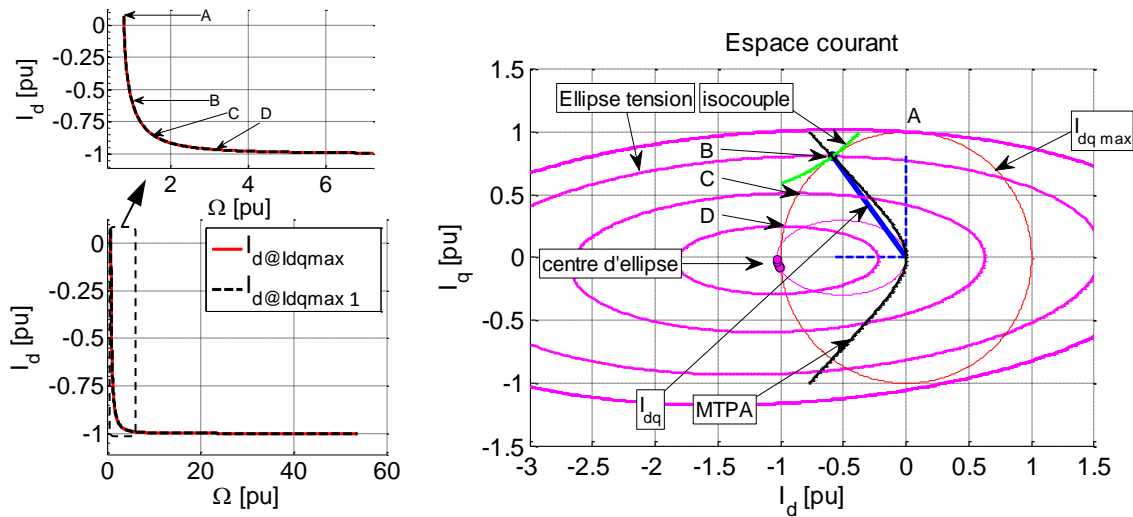


Figure 71 Défluxage à courant maximal pour une machine à saillance inverse ($L_q > L_d$)

La Figure 71 gauche présente la valeur du courant sur l'axe d en fonction de la vitesse obtenue suite au calcul (60) utilisant la solution analytique et la relation approximée (63) pour une machine avec les mêmes paramètres pris dans le Tableau 3 (Prototype 1), sauf pour L_q qui a été choisi arbitrairement égal à trois fois L_d , soit $L_q=25.446$ mH. Quatre points dans l'espace courant sont présentés sur la Figure 71 droite. Une première solution pour le courant I_d est représentée par le point A qui correspond à la première intersection entre l'ellipse de tension avec le cercle de courant maximal. Dans l'exemple pris et montré en Figure 71, pour les vitesses comprises entre le point A et le point B on travaille en mode MTPA, en gardant les références de courant égales aux coordonnées du point B dans l'espace courant. Le mode de fonctionnement en défluxage à courant maximal démarre avec le point B et continue en passant par les points C et D, tout en tenant compte des références de courants calculées à l'aide de (63) et (61).

La stratégie de défluxage présentée depuis le début de ce paragraphe est une structure en boucle ouverte capable de calculer les références des courants pour un courant maximal, une tension maximale et une vitesse donnée. La dynamique et la stabilité de cette structure la rendent

intéressante pour les applications où la stabilité de la boucle de régulation est importante du point de vue de la sûreté de fonctionnement. En revanche, la sensibilité des paramètres risque soit de générer des solutions incorrectes soit de générer des solutions non optimales.

Une deuxième famille d'algorithmes de défluxage est basée sur une boucle fermée de tension capable de garder l'amplitude du vecteur de tension dans la limite correspondante à la stratégie de pilotage de l'onduleur. La boucle de régulation dans ce cas peut être réalisée à l'aide d'un correcteur PI ou tout simplement par un intégrateur [99], [100], [101]. D'autres solutions sont basées sur l'implémentation des filtres comme celui représenté en [98].

Considérant uniquement une action d'intégration sur le courant I_d capable de garder la tension de référence dans les limites imposées par l'ensemble onduleur de tension et commande⁸, l'erreur entre la tension de référence et la limite de tension agit sur la composante sur l'axe d du courant et peut s'écrire de la façon suivante :

$$I_{d \text{ DFX}}^* = \frac{k_{iFW}}{s} (V_{dq\max} - V_{dq}^*) \quad (64)$$

avec V_{dq}^* le module du vecteur de tension généré par la boucle de régulation des courants et k_{iFW} le gain de la boucle de régulation. La valeur du gain k_{iFW} a une influence sur la boucle de régulation de défluxage, mais aussi sur la réponse dynamique du système entier. En ce sens, [99], [100], [101] propose des méthodes pour réaliser la synthèse de la boucle de régulation de défluxage. Dans [99], il a été montré que pour assurer la stabilité de la boucle de défluxage sur une grande plage de vitesse et pour améliorer le temps de réponse, la valeur du gain k_{iFW} doit être inversement proportionnelle avec la vitesse.

Par contre, pour des raisons de stabilité de la régulation, la valeur du temps de réponse de la boucle, un des facteurs qui interviennent dans le calcul du gain intégral k_{iFW} , ne peut être choisie très petite comme on pourrait le vouloir pour assurer des dynamiques élevées. On rappelle ici le cas de notre application, le véhicule électrique, où des changements brusques de vitesse dus au patinage de la roue de traction par exemple peuvent apparaître. En ce sens, [108] propose un algorithme en boucle ouverte pour générer les références de courant dans le cas d'un gradient important sur la vitesse et un algorithme en boucle fermée dans le cas où les variations de vitesse sont petites, optimisant ainsi le fonctionnement en défluxage.

Dans notre cas, l'algorithme de défluxage en boucle fermée assure une correction du courant de défluxage I_d calculé par l'algorithme de défluxage en boucle ouverte (défluxage par modèle) tenant compte, de par le principe de feedback, des perturbations liées par exemple aux termes dynamiques négligées ou aux variations des paramètres (Figure 72).

⁸ On prend en compte ici une commande pour la machine fictive principale qui contrôle uniquement l'harmonique fondamental et une commande pour la machine fictive homopolaire qui contrôle uniquement le fondamental de ce sous-espace, c'est-à-dire l'harmonique trois.

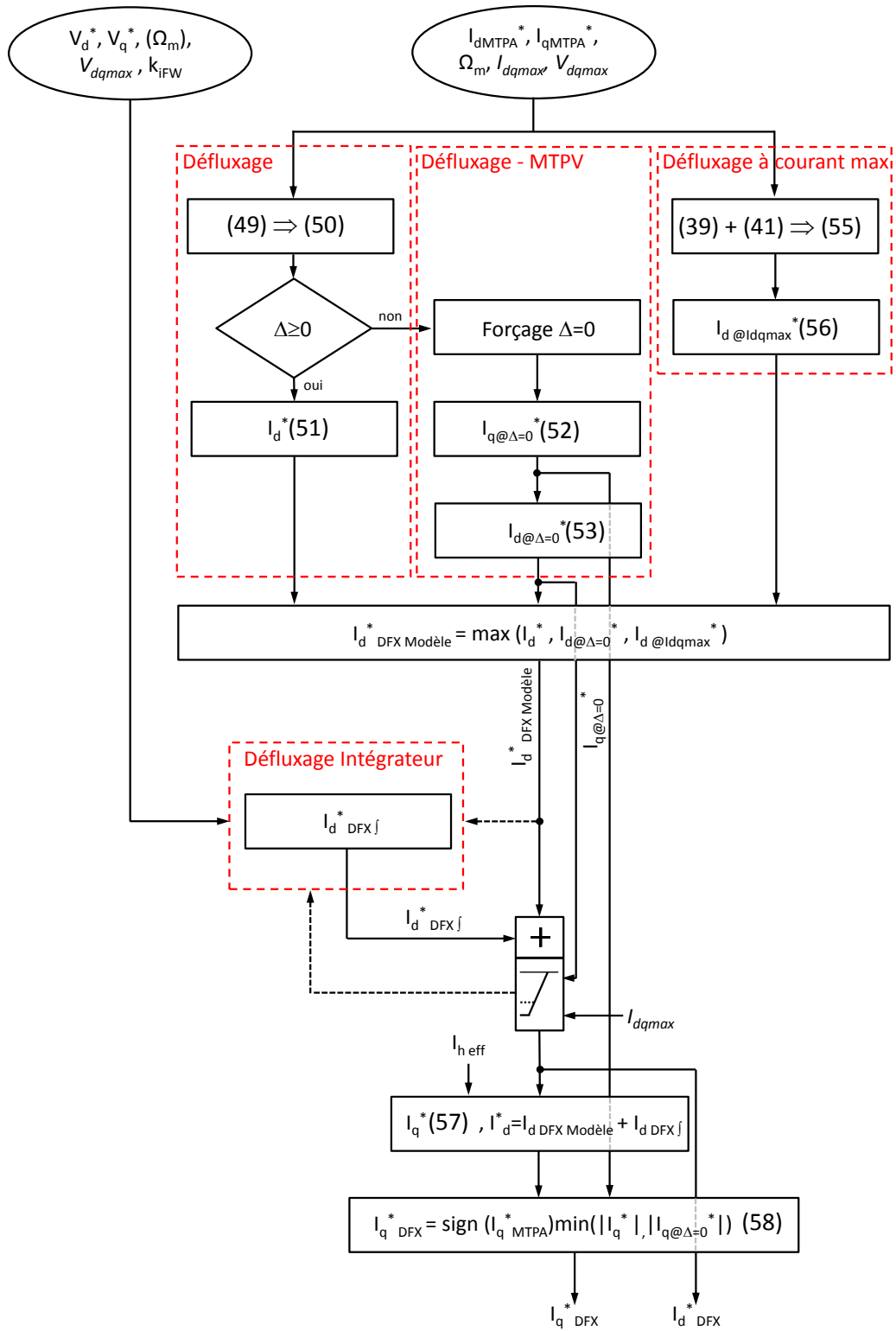


Figure 72 Schéma bloc du calcul des courants de référence en défluxage – par modèle et par régulation en boucle fermée sur l’axe d

Le couplage avec le module de défluxage par modèle permet à l’intégrateur d’avoir une fonction d’activation/reset en rapport avec la présence du courant de défluxage I_d calculé analytiquement (Figure 73). Ainsi, lors d’un fonctionnement en régime MTPA, le module de défluxage par intégration est réprimé et n’intervient pas dans la boucle de régulation des courants.

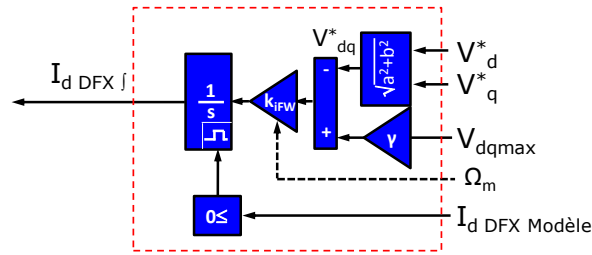


Figure 73 Module de défluxage par intégrateur

Pour assurer une bonne dynamique de la réponse de la boucle fermée de défluxage et pour éviter des courants de défluxage dangereux pour la machine, des limites de saturation doivent être imposées sur la somme des deux courants de défluxage obtenus du modèle et de la boucle intégrale. Les limites sont exprimées de la façon suivante :

$$I_{d\ DFX\ f}^* + I_{d\ DFX\ Modèle}^* \leq 0 \tag{65}$$

pour la limite supérieure, où $I_{d\ DFX\ f}$ représente le courant de défluxage développé par la boucle intégrale et $I_{d\ DFX\ Modèle}$ le courant de défluxage calculé analytiquement à l'aide du modèle. Cette limite permet d'assurer que la somme des deux courants de défluxage (du modèle et de l'intégrateur) n'est pas positive, menant à un surfluxage de la machine lorsque la tension V_{dq} est inférieure à la limite imposée V_{dqmax} . Ainsi, concernant les machines à pôles lisses, le fonctionnement en MTPA est assuré par cette limitation tant que la limitation en tension n'est pas atteinte. En plus, cette limitation offre un anti emballement de l'intégrateur et assure l'injection rapide du courant de défluxage quand c'est nécessaire.

Relativement à la limite inférieure, celle-ci est établie à :

$$I_{d\ min} \leq I_{d\ DFX\ f}^* + I_{d\ DFX\ Modèle}^* \tag{66}$$

où $I_{d\ min}$ est égal à la limite en courant maximale pour une machine à pôles lisses ou pôles saillants avec une réaction d'induit inférieure au flux des aimants. Dans le cas d'une machine avec une réaction d'induit supérieure au flux des aimants, cette limite en courant est calculée par le fonctionnement en régime MTPV et concernant les machines à pôles lisses, cette limitation peut être décrite par l'abscisse du centre de l'ellipse de tension. Dans le cas où le courant maximal peut varier en fonction de type de cycle de fonctionnement (mode boost ou mode normal par exemple) et de la capacité de refroidissement, $I_{d\ min}$ est choisi comme dans (46).

3.2.2.2. Prise en compte de la machine homopolaire dans le défluxage

Dans la partie précédente, nous avons présenté une stratégie hybride de défluxage capable de gérer le fonctionnement d'une machine électrique en régime saturé de tension. La structure de défluxage a été conçue pour toutes les machines capables d'être modélisées, à l'aide des transformations mathématiques, par une machine diphasée classiquement appelée « machine dq ou $\alpha\beta$ ».

Dans ce paragraphe nous allons présenter l'adaptation de cette stratégie de défluxage en mettant en évidence la présence supplémentaire de la machine fictive homopolaire. En prenant en compte cette

configuration, on répond aux critères de fonctionnement en défluxage de la machine à trois phases indépendantes.

La caractéristique couple – vitesse d’une machine en fonctionnement défluxé est fortement liée à la tension disponible fournie par l’ensemble source de tension – onduleur de tension. Ainsi, la vitesse de base et le taux de courant de défluxage peuvent changer avec la variation de ces limites en tension.

Concernant la machine triphasée à trois phases indépendantes, le bus continu sert à alimenter deux sous-espaces fictifs pour assurer le contrôle des courants dans le plan dq et la droite *homopolaire*. Dans ce cas, la gestion de la saturation de l’onduleur doit permettre de travailler en régime linéaire et doit répondre aux contraintes suivantes :

(C1) Assurer un fonctionnement en deçà des limites de saturation en tension pour la machine fictive principale. Nous avons vu, dans le paragraphe précédent, que la notion de saturation en tension peut être étudiée en fonction de trois différents modes de commande :

M1. dans un premier cas, si on utilise une commande de pilotage classique de machine triphasée par vecteur d’espace pour l’onduleur de tension, la limite théorique d’alimentation en tension dans le plan $\alpha\beta$ correspond aux frontières de l’hexagone comme présenté dans l’Annexe 6.4 Figure 124. C’est dans ce cas que, la composante fondamentale de tension qu’on peut appliquer aux bornes de circuit fictif diphasé est la plus grande. Néanmoins, d’autres harmoniques supplémentaires se trouvent alors dans le contenu spectral de la tension. Du point de vue d’une commande en dq , ces harmoniques seront interprétés comme des perturbations et risquent d’affecter la stabilité et la qualité de l’asservissement.

M2. dans un deuxième cas, le contenu spectral de la tension d’alimentation dans le repère dq peut être sensiblement amélioré si on autorise uniquement l’harmonique trois de tension dans l’espace homopolaire. La composante fondamentale de tension qu’on peut appliquer dans ce cas est alors légèrement inférieure par rapport au cas précédent. Cette valeur peut servir comme nouvelle limite, dite « limite de saturation ».

M3. dans un troisième cas, la limitation possible correspond à la situation où la tension d’alimentation de l’espace homopolaire est imposée nulle et où, pour l’espace fictif principal on garde uniquement l’harmonique fondamental. Cette commande est simple mais génère une nouvelle limite de saturation pour l’espace dq , plus petite que la précédente.

(C2) Assurer un fonctionnement en deçà des limites de saturation en tension également pour la machine fictive homopolaire qui peut, on le rappelle dans notre cas, générer un courant homopolaire.

(C3) Assurer que les deux tensions limitées dans les espaces fictifs respectivement, principal et homopolaire, définissent un vecteur de tension qui est à l’intérieur du cube représentatif de l’onduleur de tension.

En ce qui suit, les stratégies de gestion de la saturation en tension de la machine à trois phases indépendantes sont classifiées par rapport à la commande choisie pour la machine homopolaire. Ainsi, nous pouvons mettre en évidence plus facilement les avantages ou les inconvénients de

certaines stratégies de commande développées en se basant sur la commande de la machine fictive homopolaire lors du fonctionnement en défluxage de la machine fictive principale.

3.2.2.3. Fonctionnement en défluxage avec commande V_h nulle (mode M3)

La commande à tension homopolaire nulle est équivalente avec la mise en court-circuit de la machine fictive homopolaire (équivalent à un couplage triangle). Nous avons vu, dans le paragraphe précédent, que ce type de commande est très pénalisant du point de vue du courant homopolaire dans le cas où la machine comporte une fem homopolaire importante et que l'impédance du circuit homopolaire est faible. Dans ces cas, le courant homopolaire peut atteindre des valeurs non négligeables. Néanmoins, pour certaines machines électriques avec une impédance du circuit homopolaire plus grande ou avec une fem homopolaire négligeable, cette solution de contrôle nécessite le minimum de modifications lorsqu'on part d'algorithmes synthétisés pour une machine classique triphasée avec neutre isolé. L'espace de tension accessible pour la machine fictive principale est classiquement caractérisé par l'hexagone gris dans la Figure 74. Dans l'espace tension, en tenant compte uniquement de l'harmonique fondamental, la limite en tension est décrite par le cercle rouge et est égale à $\sqrt{\frac{3}{2}}V_{DC}$ (le coefficient $\sqrt{\frac{3}{2}}$ est dû à la transformation de Concordia qui conserve la puissance).

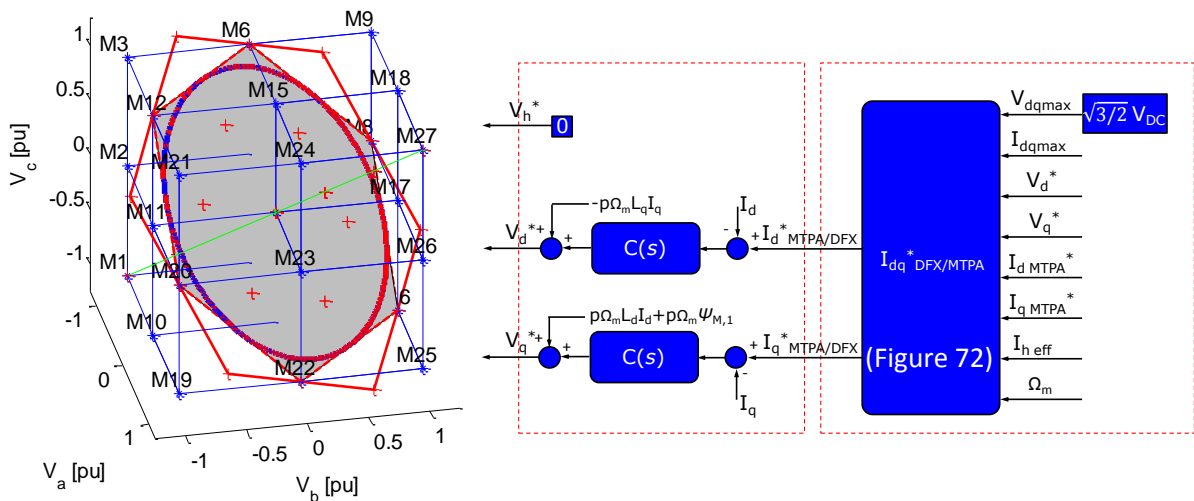


Figure 74 Gauche : L'espace accessible de la machine fictive principale lors du fonctionnement à $V_h=0$ et la limite en tension associée ; Droite : Schéma de commande

Le principe de contrôle-commande est réparti en deux structures qui sont présentées dans le synoptique de la Figure 74 : le bloc de calcul des références des courants (selon la Figure 72) et l'asservissement des courants.

3.2.2.4. Fonctionnement en défluxage avec surmodulation (mode M2)

Le fonctionnement en défluxage dépend de la limite de tension imposée par l'onduleur et par les contraintes sur la commande (par exemple de travailler uniquement en prenant en compte l'harmonique fondamental de tension ou les harmoniques fondamental et trois de tension). Dans le cas de la machine triphasée avec neutre isolé, l'injection de l'harmonique trois de tension permet d'optimiser l'utilisation du bus continu. Cette technique, appelée surmodulation, a été présentée

dans le paragraphe précédent. On rappelle que l'utilisation de ce type de commande autorise un harmonique fondamental dans le repère dq égal à $\sqrt{2}V_{DC}$ (Figure 75). Lorsque l'algorithme de défluxage est mis en marche en parallèle avec l'algorithme de surmodulation, la valeur efficace du courant homopolaire est attendue élevée car $V_h \neq e_h$. Dans ces conditions, en régime permanent de longue durée, la prise en compte du courant homopolaire sera nécessaire afin de garder le contrôle sur les effets thermiques de la machine.

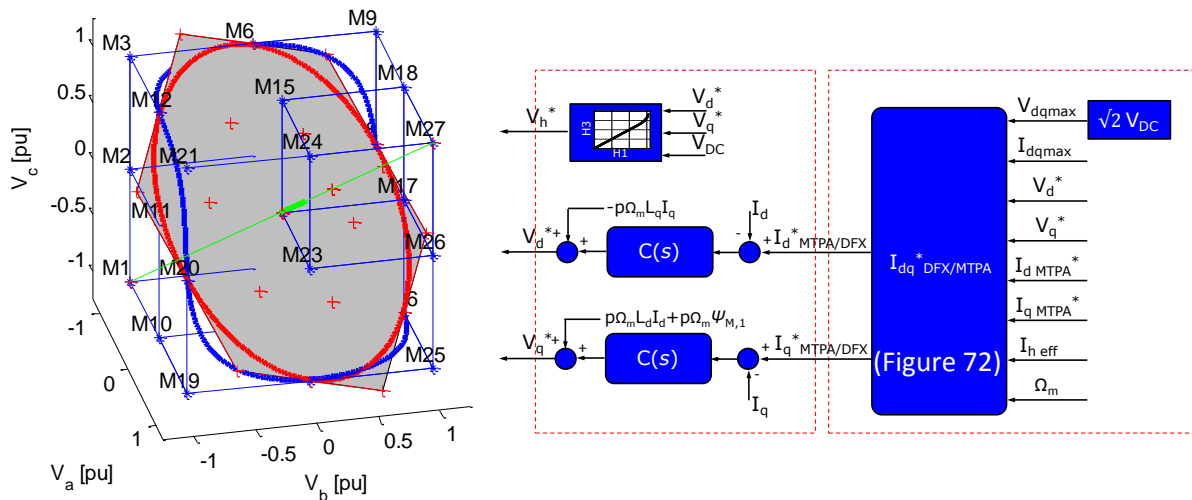


Figure 75 Gauche : L'espace accessible de la machine fictive principale pendant le fonctionnement en surmodulation et la limite en tension associée ; Droite : Schéma de commande

De multiples structures capables de réaliser la surmodulation en tension ont été présentées lors de l'optimisation de l'espace tension dans le paragraphe précédent. La sensibilité du circuit homopolaire aux harmoniques trois de tension nous conduit vers l'utilisation de la technique PTHI. Ainsi, dans la Figure 75, le schéma de commande fait appel à une table de mémoire dans laquelle, pour chaque taux d'harmonique un compris entre $\frac{\sqrt{3}}{2}V_{DC}$ et $\sqrt{2}V_{DC}$ présent dans la tension de référence (H1) on associe le taux optimal de tension harmonique trois à injecter (H3).

3.2.2.5. Deux stratégies de fonctionnement en défluxage avec un courant homopolaire nul

Pour ces stratégies, le courant homopolaire est asservi à l'aide d'un correcteur PI avec compensation de la perturbation. Pour assurer un courant homopolaire nul, la tension générée par l'asservissement du courant homopolaire doit être égale à la perturbation, c'est-à-dire la fem homopolaire. Cette tension est appliquée sur l'axe homopolaire, avec une valeur absolue en pu qui peut varier entre 0 et $\sqrt{3}$. On se place ainsi dans un mode équivalent à celui du M2.

Dans le plan de tension de la machine principale, l'asservissement du courant dq génère à son tour un vecteur de tension qui a comme objectif la création du couple. Par contre, l'asservissement de la machine principale gère aussi la saturation en tension de l'onduleur par la prise en compte d'une « limite en tension » comme nous l'avons vu dans les sections précédentes. Ainsi, la limite en tension appliquée à la machine fictive principale doit prendre en compte la « demande en tension » de l'asservissement en courant de la machine fictive homopolaire et générer un vecteur de tension à l'intérieur du cube.

Les deux stratégies à courant homopolaire nul se distinguent par leur degré de complexité d'implémentation et leur capacité de gérer la limite en saturation de l'onduleur de tension. Nous proposons de commencer ainsi avec la stratégie de commande avec complexité réduite.

Dans le cadre de cette stratégie nous analysons le cas le plus défavorable en ce qui concerne l'impact de l'harmonique trois sur la commande de la machine principale. En prenant en compte ce cas défavorable du point de vue de la saturation de l'onduleur, on assure la stabilité et le fonctionnement hors saturation dans toute la plage de fonctionnement.

Ainsi, en fonction du taux d'harmonique trois présent, le lieu de contact entre les surfaces du cube et le vecteur de tension est décrit par six droites correspondant aux six faces du cube. Ces six droites représentent les diagonales de chaque surface du cube. Deux diagonales sur six sont mises en évidence dans la Figure 76. La première, sur la surface haute, passe par les points (M3), (A), (H) et (M27=(B)). La deuxième, placée sur une face latérale du cube, est présente entre les points (M19=(C)) et (M27=(B)). En ce qui suit, du fait des propriétés du cube, il suffit de traiter un cas, en l'occurrence celui sur la surface haute du cube.

En considérant un vecteur de tension avec une composante homopolaire donnée ((4) dans la Figure 76), la projection de l'amplitude maximale de tension homopolaire ((3) dans Figure 76) sur la droite (AB) permet de trouver le point (H). Ensuite, la projection du point (H) sur le plan dq permet de trouver la composante maximale de tension autorisée (le point DQ dans Figure 76) qui assure un fonctionnement hors saturation à composante homopolaire donnée. Cette valeur de limite en tension est décrite ensuite par le cercle (2) dans la Figure 76.

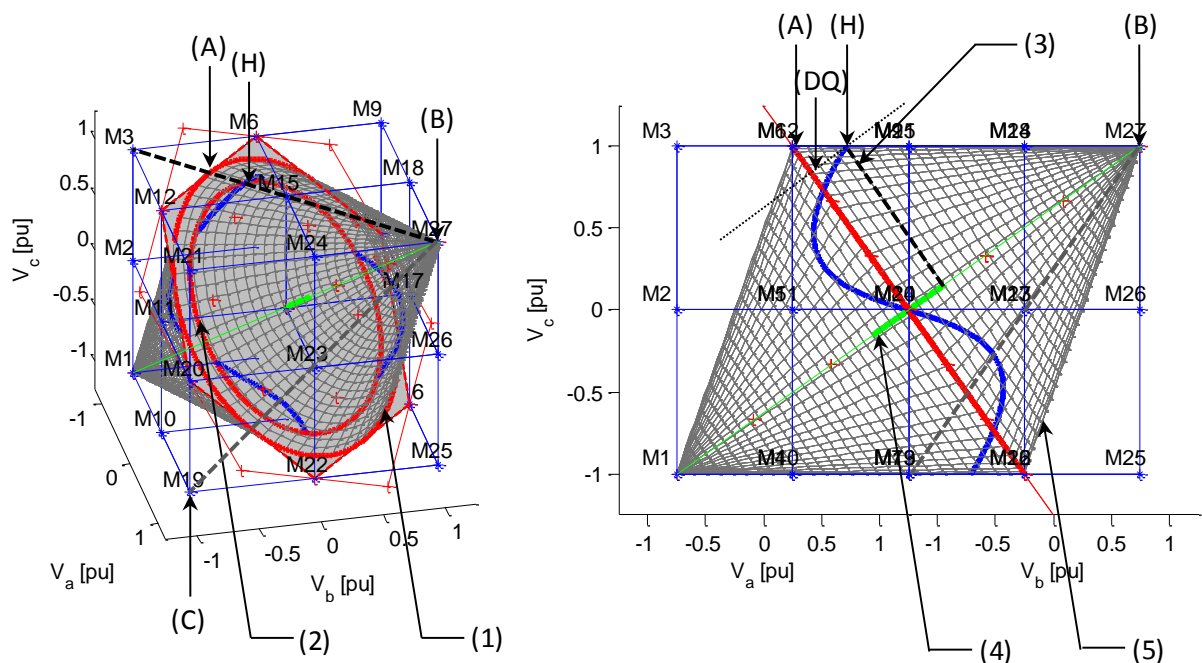


Figure 76 L'espace accessible de la machine fictive principale en fonction de la composante homopolaire de tension (voir zoom en annexe 6.10)

Ainsi, nous trouvons que, pour une amplitude crête de tension homopolaire entre 0 et $\sqrt{3} pu$, la valeur maximale de tension avec laquelle nous pouvons alimenter la machine fictive principale sans engager un fonctionnement saturé de l'onduleur est⁹ :

$$V_{dqmax} = \sqrt{\frac{3}{2}} V_{DC} - \frac{\hat{V}_h}{\sqrt{2}} \tag{67}$$

Avec l'hypothèse que le circuit homopolaire est uniquement caractérisé par un sinus d'harmonique trois, la valeur maximale de la tension dans le repère dq peut être exprimée par :

$$V_{dqmax} = \sqrt{\frac{3}{2}} V_{DC} - V_{h\,eff} \tag{68}$$

Ainsi, si la valeur de la tension homopolaire est nulle, on se retrouve dans le cas de la commande $V_h=0$, et dans ce cas, la limite de tension dans l'espace dq est décrite par le cercle (1) dans la Figure 76. En revanche, si la valeur crête demandée par la boucle de régulation du courant homopolaire est égale en pu à $\sqrt{3}$, la valeur de tension disponible dans l'espace dq devient nulle (67). Ainsi, l'enveloppe qui décrit les valeurs de la tension disponible dans le référentiel rotorique en fonction de la tension homopolaire prend la forme d'un diamant (deux cônes en opposition – (5) dans la Figure 76).

La Figure 77 (gauche) illustre la variation de la tension disponible dans le repère dq en fonction du taux d'harmonique trois présent dans la fem. Six cas représentatifs ont été pris en compte en utilisant les paramètres du prototype SOFRACI et pour différents taux d'harmoniques trois présents dans la fem (le taux d'harmonique trois dans la fem pour la machine SOFRACI : $k_{FEM3}=0.025 pu$).

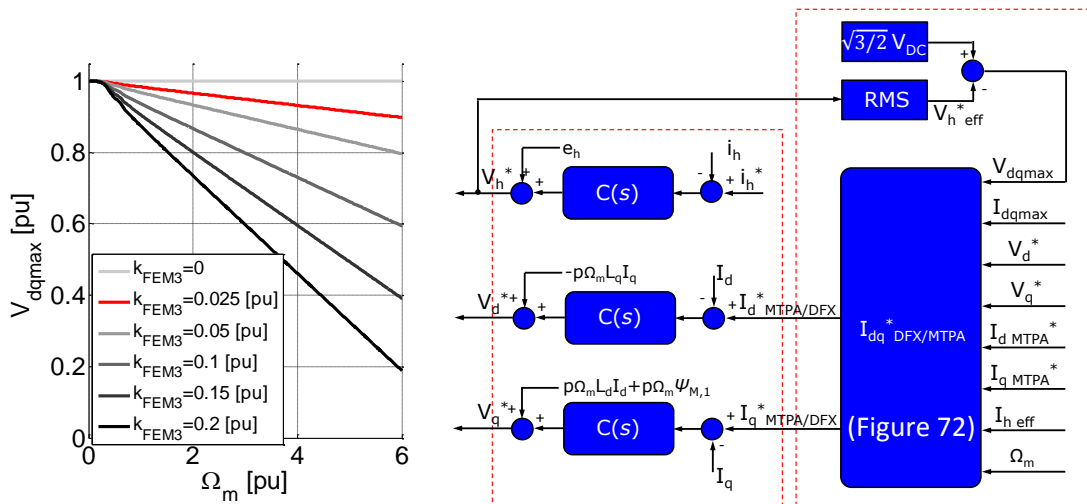


Figure 77 Gauche : Tension disponible dans le repère dq en fonction de la vitesse mécanique et du taux d'harmonique trois dans la fem ; Droite : Schéma de commande à courant homopolaire nul

Les structures de contrôle – commande associées à cette stratégie sont indiquées dans la Figure 77 (droite). On retrouve ici la structure de contrôle du courant homopolaire et le bloc de calcul de la

⁹ On remarque que l'équation (67) est effectivement l'équation de la droite (AB) dans la Figure 76.

tension maximale dans le repère dq en fonction de la tension homopolaire de référence. Ce bloc fait appel à une structure capable de déterminer la valeur efficace de la tension (RMS)¹⁰ présentée dans l'annexe 6.1.

Dans la section précédente, nous avons vu comment les contraintes en tension d'onduleur associées avec les vecteurs de tension avec une composante homopolaire non nulle font réduire l'espace accessible de tension de la machine principale. L'algorithme de calcul de la tension maximale disponible dans l'espace dq a pris en compte la présence de la tension homopolaire et propose une solution valable indépendamment de la phase entre l'harmonique un et l'harmonique trois. La simplicité de l'algorithme est bien évidente mais cela se paye par l'absence de la possibilité d'optimisation de l'espace de tension de la machine principale en profitant de l'harmonique trois injectée par la boucle de régulation du courant homopolaire.

En partant de la conclusion tirée dans le paragraphe antérieur, nous cherchons une structure de commande capable d'exploiter la tension homopolaire, nécessaire à l'asservissement du courant homopolaire, pour optimiser le défluxage de la machine principale et gérer la limite en saturation en tension.

Par la suite, on rappelle la propriété de la valeur maximale d'une forme d'onde dont le spectre est composé des harmoniques un et trois. Prenons la forme d'onde comme égale à la somme des deux harmoniques, proportionnelle avec les taux $H1$ et $H3$. Ainsi, l'équation d'une telle onde dans le repère naturel prenant en compte l'harmonique un comme référence, est donnée par :

$$V_x(t) = H1\sin(\omega_e t) + H3\sin(3\omega_e t + \phi_{13}) \quad (69)$$

avec ϕ_{13} le déphasage relatif entre les deux composantes.

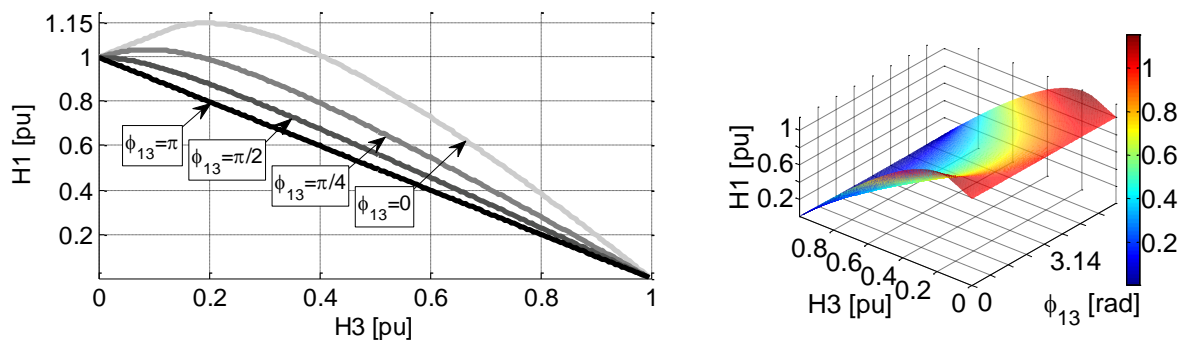


Figure 78 Corrélations entre les amplitudes de tension de l'harmonique un et trois pour différents déphasages relatifs ($V_{max} = 1 pu$)

Une expression analytique de la valeur maximale de la forme d'onde V_x en fonction du déphasage relatif ϕ_{13} est complexe et inadaptée à l'implémentation dans un algorithme de commande. Cela dépend des deux amplitudes $H1$ et $H3$ et aussi de la phase relative ϕ_{13} . En prenant une approche de calcul équivalente à celle présentée dans le paragraphe 3.2.1, une méthode numérique permet alors de trouver une relation entre les amplitudes des harmoniques un et trois pour différentes phases

¹⁰ On remarque que, dû à la dynamique de la structure de calcul de la valeur efficace, un léger retard est perceptible dans la Figure 77 (gauche), notamment dans la phase de basse vitesse.

allant de 0 à 2π en considérant une valeur maximale égale à $1 pu$. Cette relation est illustrée dans la Figure 78 sur la forme d'une image 2D dans laquelle seulement quatre déphasages ont été pris et sur une image 3D pour toute la plage de déphasage.

Ainsi, on retrouve que dans le cas de l'absence de l'harmonique trois (tension homopolaire), l'harmonique fondamental est égal à $1 pu$ indépendamment de la phase relative.

On peut observer également que pour une valeur égale à $0.185 pu$ de l'harmonique trois, la valeur du fondamental peut être égale à un maximum de $1.15 pu$ quand le déphasage relatif est égal à zéro.

Ensuite, on observe qu'un seul cas, en fonction de déphasage, présente un caractère linéaire entre les deux harmoniques et cela correspond à ϕ_{13} égal à π . Le cas représenté est le plus défavorable du point de vue de l'amplitude du fondamental. Dans le même cadre, on observe que la stratégie que nous avons présentée dans le paragraphe antérieur correspond effectivement au cas de déphasage égal à π . C'est pour cette raison que, dans la stratégie de fonctionnement en défluxage à courant homopolaire nul précédemment présentée, l'harmonique trois avait un impact de réduction de l'amplitude du fondamental. D'autant plus, en considérant toujours que le déphasage relatif entre les deux harmoniques est fixé à π , une possible marge de tension par rapport à la valeur maximale du fondamental pourra être appliquée. Du côté de la sûreté de fonctionnement de la régulation des courants, cela peut présenter un avantage, mais il est au détriment de la production du couple car dans ces conditions l'algorithme de gestion de la saturation défluxe plus la machine.

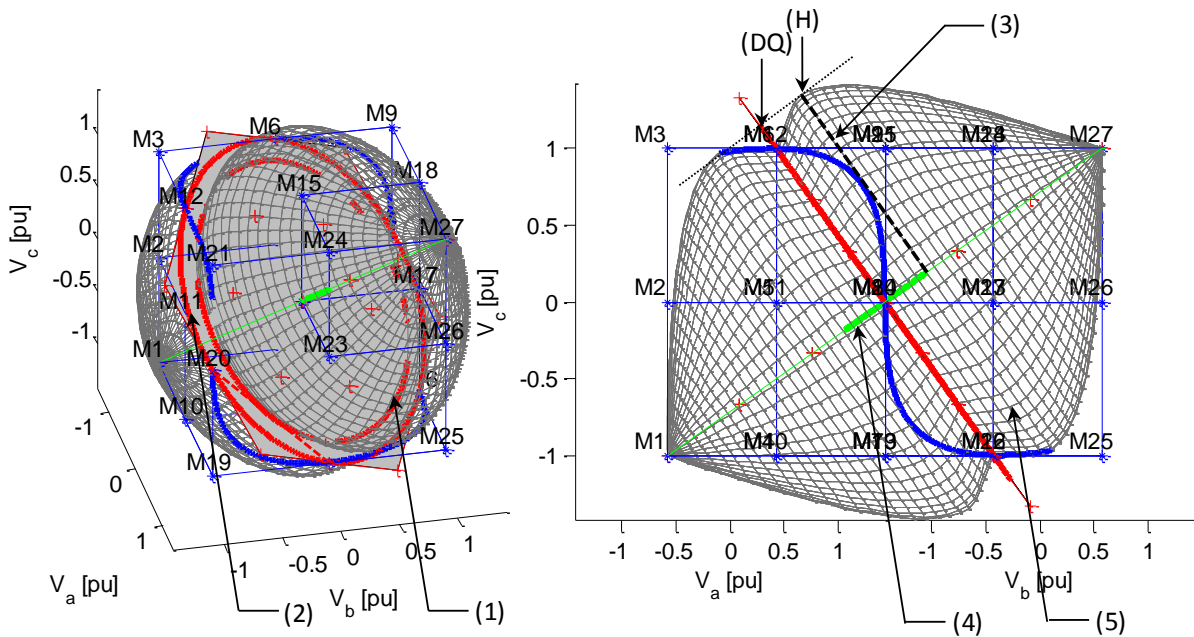


Figure 79 L'espace accessible de la machine fictive principale en fonction de la composante homopolaire de tension et du déphasage relatif ϕ_{13} nul (voir zoom en annexe 6.10)

La Figure 79 offre une image de l'espace de tension accessible pour la machine fictive principale en fonction de la phase et l'amplitude de la valeur de la tension homopolaire. Le vecteur de tension choisi comme exemple correspond à un déphasage relatif ϕ_{13} nul et à une amplitude d'harmonique trois égale à $0.185 pu$ (4). Conformément à la Figure 78 et aux éléments présentés dans le paragraphe 3.2.1, c'est le cas le plus favorable du point de vue de la tension applicable dans le repère

dq. En suivant la même indication comme dans le cas précédent, la valeur de la tension maximale associée à la machine *dq* correspond à la projection du point H sur ce plan. Par contre, on observe que la forme de l'enveloppe qui décrit les valeurs de tension disponibles dans le référentiel rotorique (5) est plus complexe, et justifie la nécessité d'utiliser des méthodes numériques de calcul.

Dû à la phase relative optimale entre les deux grandeurs harmoniques, le cercle décrit par l'amplitude de tension dans le repère *dq* (2 dans la Figure 79) est plus grand par rapport au cas où l'homopolaire est nulle (1 dans la Figure 79).

La structure de calcul de la tension maximale disponible pour la machine fictive principale est composée par une première étape de détection de la valeur crête de la tension homopolaire (une étape retrouvée aussi dans la commande précédente) et sa phase relative associée (voir Annexe 6.1). Ensuite, une deuxième étape continue avec la confrontation avec une table de mémoire – LUT (Look Up Table correspondant à la Figure 78 et présente en Figure 80) des deux informations retrouvées à l'étape précédente. Une fois la valeur de la tension maximale connue, elle est utilisée dans le cadre du bloc de gestion de la saturation de l'onduleur, comme indiquée dans la Figure 80.

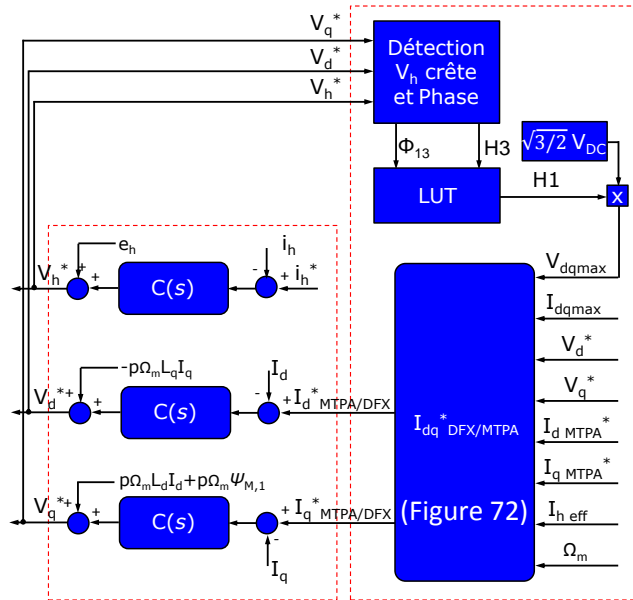


Figure 80 Schéma de la commande à courant homopolaire nul avec la prise en compte de l'amplitude et phase relative de l'harmonique trois par rapport au fondamental

La valeur maximale de la tension disponible dans le repère *dq* est calculée à partir des tensions de référence associées aux trois courants fictifs *hdq*. Ainsi, pour un courant homopolaire nul, la valeur de la tension homopolaire de référence doit être égale à la valeur de la fem homopolaire. Dû à la symétrie magnétique de la machine, le déphasage relatif (ϕ_{FEM13}) entre l'harmonique un et l'harmonique trois de la fem peut connaître deux valeurs : soit zéro, et dans ce cas la fem homopolaire est « en phase » avec la fem fondamentale, soit π .

Ainsi, à titre comparatif, en utilisant les paramètres électriques du prototype SOFRACI ($\phi_{FEM13} = \pi$) mais pour plusieurs valeurs de taux d'harmonique trois présentes dans la fem, les tensions maximales dans le repère *dq* associées à chaque cas et en fonction de la vitesse sont présentées dans la Figure 81.

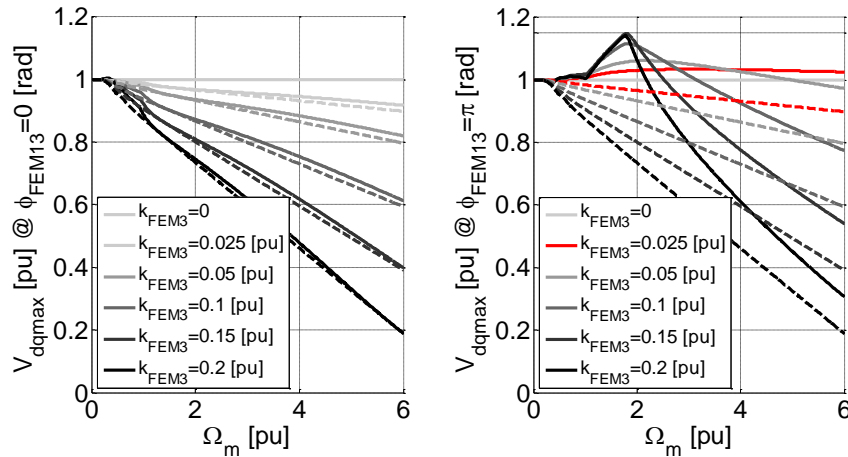


Figure 81 Tension maximale disponible en fonction de la vitesse et pour différents taux d'harmonique trois présents dans le fem

À l'examen de la Figure 81, on rappelle que les variations de la tension maximale V_{dqmax} sont dues :

- à la phase relative (ϕ_{FEM13}) entre la fem homopolaire et la fem fondamentale
- la variation dans le plan dq de l'angle entre la fem fondamentale (orientée sur l'axe q) et le vecteur de tension pendant le fonctionnement en défluxage.

Regardons le cas où la phase relative de la fem homopolaire est égale à zéro par rapport à l'harmonique fondamental ($\phi_{FEM13}=0$). En comparaison avec la stratégie précédente, présentée dans la Figure 81 utilisant des lignes pointillées, où nous avons considéré un fonctionnement à $\phi_{13}=\pi$ constant, on observe une légère augmentation de la tension maximale accessible dans le repère dq .

En prenant le cas où la phase relative de la fem homopolaire est égale à π par rapport à l'harmonique fondamental ($\phi_{FEM13}=\pi$), les niveaux de tension accessibles dans l'espace dq sont plus importants par rapport à la commande précédente, non optimisée.

Nous avons vu qu'en tenant compte de la phase et l'amplitude de la tension générée par l'asservissement du courant homopolaire et en fonction des paramètres de la machine, nous pouvons :

- prendre en compte la tension nécessaire pour pouvoir contrôler le courant homopolaire. Globalement, l'effet de cette approche contrôle les pulsations de couple dues au courant homopolaire et les pertes Joule supplémentaires.
- optimiser le fonctionnement de la gestion de saturation en tension de la machine électrique. L'effet de cette approche est l'impact sur la tension disponible pour la machine fictive principale qui se reflète dans la valeur du couple.

En ce sens, la Figure 82 présente les possibles gains en couple (en fonction du taux d'harmonique trois présent dans la fem) en utilisant la stratégie optimale de calcul de la tension maximale dq en comparaison avec la stratégie non optimale.

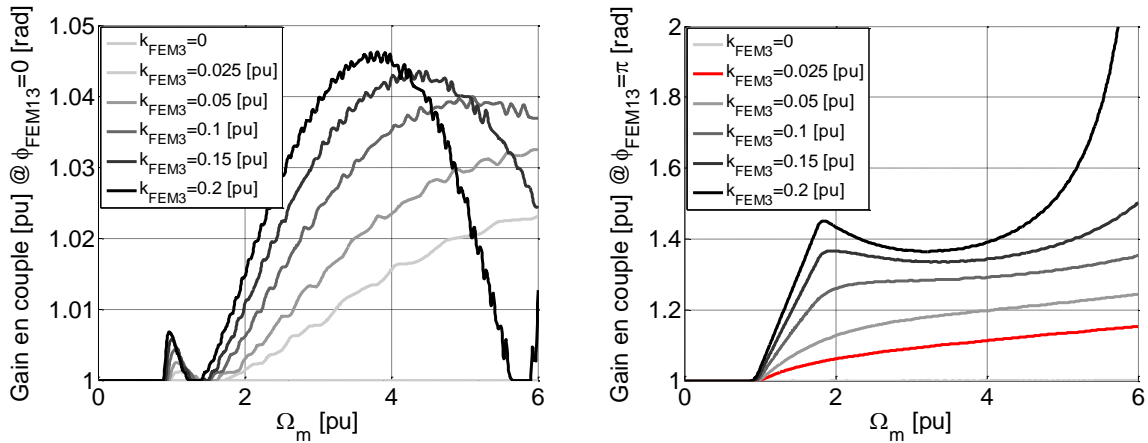


Figure 82 Gain en couple par rapport à la stratégie non optimale $\langle I_h \rangle = 0$

On observe que les avantages tirés de l'utilisation des commandes plus intelligentes sont parfois contestables devant la complexité de l'algorithme à implémenter (voir le cas où la phase ϕ_{FEM13} est égale à 0). C'est pour cette raison que, depuis la phase de conception de la machine, les performances de la structure de commande doivent, elles aussi, être établies.

3.2.2.6. Comparaison des stratégies de gestion de la saturation de l'onduleur

Les quatre stratégies ont été étudiées en simulation à l'aide de l'outil Simulink. Les paramètres utilisés pour la simulation correspondent aux paramètres du prototype SOFRACI. Du fait de la structure à phases indépendantes, la machine fictive homopolaire ne peut pas être négligée dans la commande. Même si nous choisissons de ne pas alimenter cette machine (courant moyen homopolaire nul), cela représente un choix et a une incidence sur les performances de la machine principale. Ainsi, la stratégie de commande de la machine homopolaire joue un rôle central dans le cadre de notre commande qui gouvernera le fonctionnement de la machine principale.

Les quatre stratégies de commande sont finalement liées aux quatre approches différentes de commande sur la machine fictive homopolaire. Deux stratégies contrôlent la tension dans l'espace homopolaire et deux stratégies contrôlent le courant. Les quatre influent sur la machine fictive principale et effectivement sur les performances globales de cette machine.

L'impact dû aux choix du contrôle de l'homopolaire est visible sur la tension disponible dans l'espace dq , associée à la machine fictive principale Figure 83 a) pendant le fonctionnement à la limite de saturation de l'onduleur.

L'augmentation de la tension disponible dans le repère dq pendant l'utilisation de la commande optimale à courant homopolaire nul est explicable à l'aide de la Figure 85. Au démarrage, la phase de l'harmonique trois commence à $\frac{5\pi}{4}$ qui ne correspond pas à un cas favorable pour la tension dans le repère dq . Pendant l'augmentation de la vitesse, les termes de couplage électrique dans le repère dq jouent un rôle important dans le changement de la phase relative à l'harmonique trois. Ainsi, au début du fonctionnement en défluxage de la machine principale, la phase relative à l'harmonique trois s'est déplacée de π radians et arrive à une valeur de $\frac{\pi}{4}$. Le défluxage de la machine principale

engendre encore des modifications sur la phase relative à l'harmonique trois, en passant par zéro (le cas optimal) et en finissant vers la valeur de $\frac{7\pi}{4} = -\frac{\pi}{4} 2\pi$. Ainsi, la phase relative à l'harmonique trois par rapport au fondamental s'est globalement retrouvée dans la plage $-\frac{\pi}{4} \leq \phi_{13} \leq \frac{\pi}{4}$ qui coïncide avec une augmentation du fondamental de tension associé à l'espace dq .

Le niveau de tension disponible dans l'espace dq se reflète sur les performances couple – vitesse Figure 83 b). Dans cette figure, la commande à courant homopolaire nul avec gestion optimale de la saturation de l'onduleur a été prise comme repère.

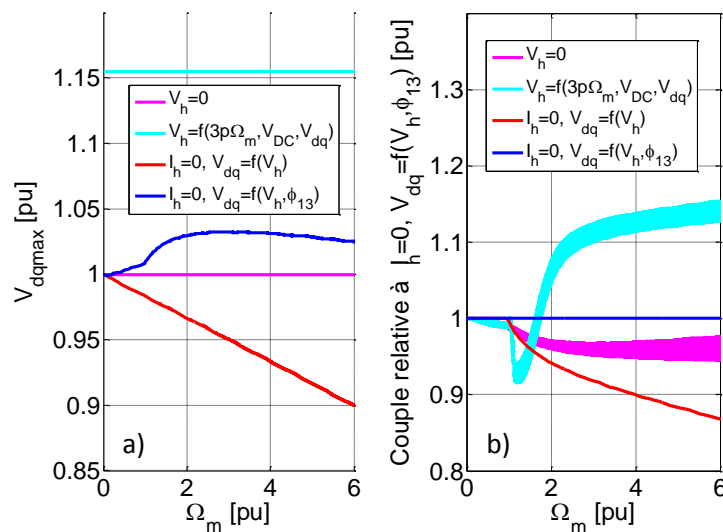


Figure 83 Pour le prototype SOFRACI a) Tension accessible dans l'espace dq en fonction de la stratégie pour la machine homopolaire; b) Couple électromagnétique rapporté au couple obtenu par la stratégie à courant homopolaire nul avec optimisation de l'espace tension;

Ainsi, la commande à courant homopolaire nul non optimal (courbes rouges) pénalise et entraîne des limitations supplémentaires en couple pour pouvoir respecter la limite en tension imposée. Le défluxage de la machine dq est plus prononcé que dans le cas précédent. Le courant sur l'axe d étant prioritaire, la limite de courant réduit celle de l'axe q , et ainsi le couple.

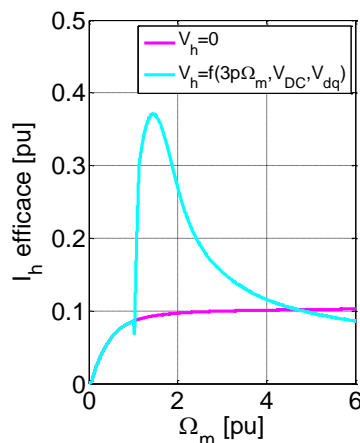


Figure 84 Courant homopolaire développé lors de la commande à tension homopolaire nulle et à surmodulation

La commande à tension homopolaire nulle (courbes magenta) offre un niveau de tension dans l'espace dq plus grand que la commande à courant homopolaire nul non optimale. En revanche, dû aux paramètres du circuit homopolaire (une petite constante de temps associée à une fem homopolaire non nulle), la génération du courant homopolaire ensemble avec la limitation en courant impose une réduction du courant de l'axe q et diminue tout de même le couple de la machine principale. Par ailleurs, nous pouvons également observer que, suite à la présence du courant homopolaire, des oscillations de couple sont présentes dans le couple total de la machine.

La dernière commande emploie la technique de surmodulation en tension qui permet d'optimiser l'utilisation du bus continu. Dans ce cas, le niveau de tension associé à l'espace dq est le plus grand parmi les quatre stratégies. Cela permet à la machine principale de moins défluxer et de générer plus de couple. En revanche, la tension homopolaire injectée est à l'origine du développement du courant homopolaire important. La corrélation entre la phase et amplitude de cette tension par rapport à la fem homopolaire joue sur la valeur du courant homopolaire ; cela est visible dans la Figure 84.

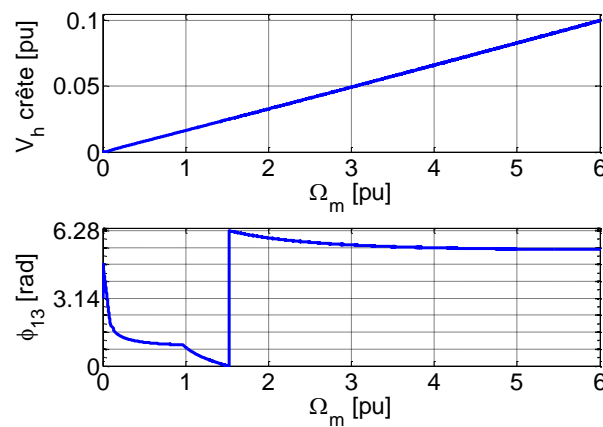


Figure 85 Enveloppe de la fem homopolaire et phase relative par rapport à l'harmonique fondamental de tension

Une image de la puissance mécanique développée associée à chaque stratégie de gestion de la saturation est présentée dans la Figure 86.

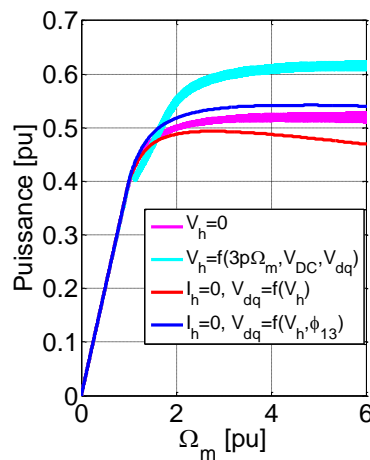


Figure 86 Puissance mécanique développée en fonction de la stratégie de commande utilisée

3.2.2.7. Fonctionnement en défluxage avec une commande optimale générale

La machine homopolaire présente des contraintes sur la commande mais la composante supplémentaire offerte peut se transformer dans un potentiel réel du point de vue des critères comme la production de couple, la plage de vitesse, la gestion de saturation et probablement d'autres critères que nous n'avons pas étudiés.

Au sens large, nous avons appelé la deuxième commande décrite dans le paragraphe 3.2.2.5 avec le titre de commande « optimale » du point de vue de la gestion de saturation de l'onduleur. On se pose la question si le terme « optimale » ne peut pas être utilisé différemment en prenant en compte les critères d'optimisation de la gestion de saturation des deux espace fictifs (homopolaire et dq) ensemble avec les critères de maximisation du couple par l'utilisation des deux machines fictives tout en minimisant les pertes Joule. Ces algorithmes sont généralement lourds et posent des problèmes d'implémentation. En ce sens, des solutions ont été signalées par [94] où, à l'aide d'un modèle raffiné, les références de courant qui accomplissent les critères d'optimisation sont calculées hors ligne et mises dans une table de mémoire. Ainsi, il a été remarqué que l'aspect optimal de contrôle de la machine peut, dans la plupart des cas, donner des solutions où l'ensemble des machines fictives sont engagées dans le processus d'optimisation.

Dans le cadre de cette thèse, l'analyse de commande optimale globale ne fait pas partie de notre étude.

3.3. Résumé – conclusions

Ce chapitre traite des phénomènes induits par la composante basse fréquence de l'harmonique 3 du courant, appelée courant homopolaire, qui peut se développer et intervenir alors dans le processus de conversion électromécanique d'une machine à trois phases indépendantes avec fem non sinusoïdale. Dans ce cas particulier, un couple lié aux harmoniques homopolaires peut en effet se développer.

On montre dans ce chapitre que la présence du courant homopolaire entraîne des contraintes supplémentaires au niveau des pertes par effet Joule, des contraintes liées aux asservissements, et enfin des contraintes liées à la gestion de la saturation d'une forme d'onde comportant l'harmonique fondamental et l'harmonique trois.

On retient ainsi que, du fait qu'il soit associé à un circuit fictif monophasé, le couple électromagnétique homopolaire présente un caractère pulsatoire avec une valeur moyenne non nulle dépendante de la phase relative entre deux grandeurs : le courant et la fem homopolaires. En tenant compte de cet aspect, deux catégories de commande ont été définies.

- La première représente les commandes à couple total constant. Dans cette catégorie on retrouve premièrement les commandes considérant qu'un couple constant est développé par la machine diphasée. Dans ce cas, la machine homopolaire est pilotée à courant nul. Deuxièmement, on retrouve les commandes à courant homopolaire non nul, pendant lesquelles un couple pulsatoire est développé par la machine diphasée pour compenser le couple pulsatoire développé par la machine homopolaire.
- Dans la deuxième catégorie on retrouve les commandes où un couple pulsatoire est toléré.

Considérant dans un premier temps un fonctionnement en régime non saturé de l'onduleur, les structures de contrôle qui mettent à profit la composante homopolaire ont été investiguées.

- Dans une première étape, des structures de contrôle capables d'utiliser la composante du couple homopolaire pour augmenter le couple fourni ont été proposées. L'analyse des résultats montre que de possibles gains en couple sont envisageables à condition que la conception de la machine soit faite d'une manière spéciale et que des structures d'asservissement, capables de suivre des références variables en régime permanent, soient utilisées. Au regard des paramètres de la machine étudiée (le prototype SOFRACI), le potentiel d'utiliser la composante de couple homopolaire comme couple utile est réduit. Il devient alors intéressant d'utiliser la composante homopolaire (de courant) comme paramètre de contrôle pour augmenter les performances en couple fournis par la machine fictive diphasée, associé à la machine principale. Ainsi, si l'on choisit une contrainte de fonctionnement à courant crête maximale imposé, grâce aux propriétés des harmoniques un et trois, une augmentation de 15% du couple est possible.
- Dans une seconde étape, nous nous sommes intéressés à l'utilisation de la composante homopolaire de tension de manière à être capable d'augmenter la plage de vitesse mécanique (de 15% environ) et de retarder l'utilisation des techniques de défluxage. À l'examen des stratégies proposées dans la littérature, une stratégie de surmodulation utilisant l'injection de l'harmonique trois de tension a été proposée. Bien évidemment, l'utilisation de ce type de stratégies qui dépend d'une manière importante des paramètres de la machine, peut entraîner le développement de courant homopolaire qui risque de susciter d'autres contraintes.

Dans un deuxième temps on s'est intéressé aux critères de commande pour gérer la problématique des phénomènes de saturation en tension de l'onduleur. En utilisant la machine à phases indépendantes, le contrôle du couple est opéré simultanément dans deux sous-espaces orthogonaux de tension. Un fonctionnement jusqu'à la limite de la saturation garantit le contrôle des courants dans chaque sous-espace. Ces sous-espaces sont indépendants lorsqu'on travaille en deçà de la limite de saturation des deux sous-espaces mais deviennent couplés lorsqu'on travaille à la limite de la saturation. Ainsi, ce couplage en tension amène à imposer par la suite des niveaux de tension admissibles pour chaque sous-espace qui permettront de garder un fonctionnement global à la limite de saturation de l'onduleur.

C'est particulièrement dans le cadre du fonctionnement à haute vitesse en mode défluxage que l'étude des techniques de gestion de la saturation en tension de l'onduleur a été réalisée. Dans ce cas, les trois degrés de liberté disponibles pour le contrôle interviennent dans l'algorithme de commande. En fait, c'est uniquement la machine diphasée qui pourra intervenir de façon active dans la gestion de la saturation. Mais les performances en fonctionnement à la limite de saturation dépendront de la qualité de l'algorithme de défluxage utilisé pour la machine diphasée et également de la stratégie de contrôle appliquée pour la machine fictive homopolaire. On définit alors plusieurs stratégies de fonctionnement à la limite de saturation de l'onduleur, avec des performances en couple liées à la manière dont la présence de la composante homopolaire est traitée.

- On retient alors une stratégie à tension homopolaire nulle, caractérisée par un algorithme peu complexe. Cette stratégie, couplée avec la stratégie Z SVM de pilotage de l'onduleur se

prête aux machines électriques possédant une faible constante de temps homopolaire et une fem sinusoïdale.

- Considérant une machine avec une fem non sinusoïdale et avec un rapport entre la fem homopolaire et l'inductance homopolaire élevé, une stratégie plus complexe à courant homopolaire nul présente des caractéristiques couple-vitesse plus intéressantes.

Deux articles de revue [132], [133] ont été réalisés à l'aide des travaux présentés dans ce chapitre. Suite à la collaboration avec l'entreprise Valeo, les stratégies de contrôle – commande proposées dans ce chapitre ont également permis le dépôt d'un brevet [134].

4. Banc d'essai, implémentation et validation des algorithmes

Dans ce chapitre nous allons présenter l'implémentation des solutions de contrôle-commande de l'entraînement électrique proposées dans les chapitres 2 et 3, sur un système en temps réel à base de composants de type FPGA.

4.1. Présentation du banc

Le banc expérimental a été réalisé sur la plate-forme « Énergies Réparties » dans le cadre du département EEA d'Arts et Métiers ParisTech, centre de Lille.

La partie de puissance est constituée par la machine SOFRACI alimentée par l'onduleur à six bras, et une machine synchrone à aimants permanents¹¹ alimentée par un variateur de vitesse¹² qui est utilisée comme charge mécanique. Le module d'électronique de puissance est composé par les modules IGBT Fuji¹³ et par des drivers Concept¹⁴. Le bus continu est généré par une source de tension stabilisée¹⁵ non réversible qui est connectée en parallèle avec une charge programmable¹⁶. Cette charge programmable est utilisée pour dissiper l'énergie électrique générée pendant les durées de fonctionnement en freinage électrique. La machine électrique est équipée d'un capteur de position¹⁷ de type codeur incrémental.

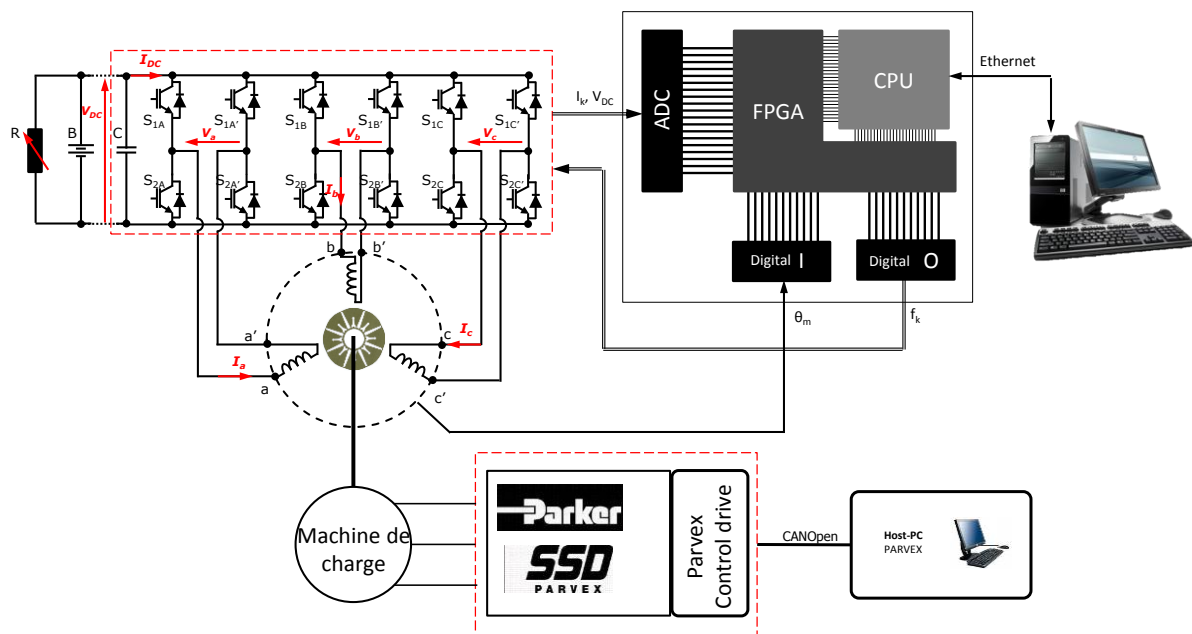


Figure 87 Schéma du banc expérimental

Le système de commande en temps réel (voir Figure 87) est développé à l'aide d'une plate-forme Opal-RT. Ainsi, une implémentation rapide des commandes en utilisant des méthodes de prototypage rapide est possible.

¹¹ Parvex HVA30JHR9001, 28 kW, 140 Nm, $\Omega_b=1940$ tr/min, $\Omega_{max}=6000$ tr/min

¹² Parvex DIGIVEX POWER MOTION DPM 171000CM

¹³ IGBT Fuji Electric Device Technology 2MBI450U4N-120-50, 1200 V, 450 A

¹⁴ Concept 2SD316EI-12

¹⁵ MagnaPower TSD500-50, 25 kW, 500 V, 50 A

¹⁶ Chroma 63204, 5.2 kW

¹⁷ BEI IDEACO KHO5, avec une résolution de 1024 points/tour

4.2. Le système en temps réel

La plate-forme de programmation Opal-RT est conçue autour d'un module FPGA¹⁸ et d'un module de type PC appelé aussi CPU. Du fait de la présence de ces deux structures, deux environnements de programmation sont également discernables.

La plate-forme est pilotée à partir d'un ordinateur appelé « PC hôte » qui contrôle l'environnement CPU, qui à son tour communique avec un modèle en cours d'exécution sur une carte FPGA (voir Figure 88).

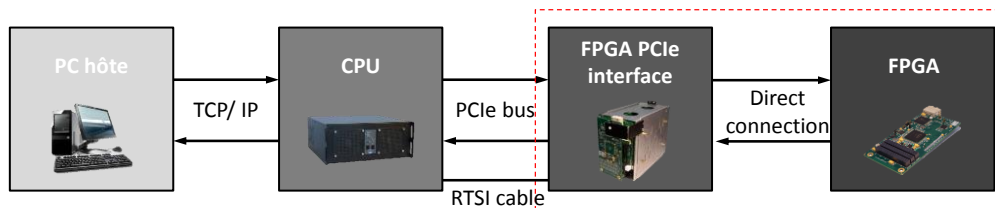


Figure 88 Diagramme de communication entre les modules

L'environnement CPU accède au FPGA via un module d'interfaçage PCIe à base d'une carte OP5142 (Figure 89). Ce module accueille la carte FPGA et est responsable de la génération du signal de synchronisation entre tous les environnements de programmation via un câble RTSI.

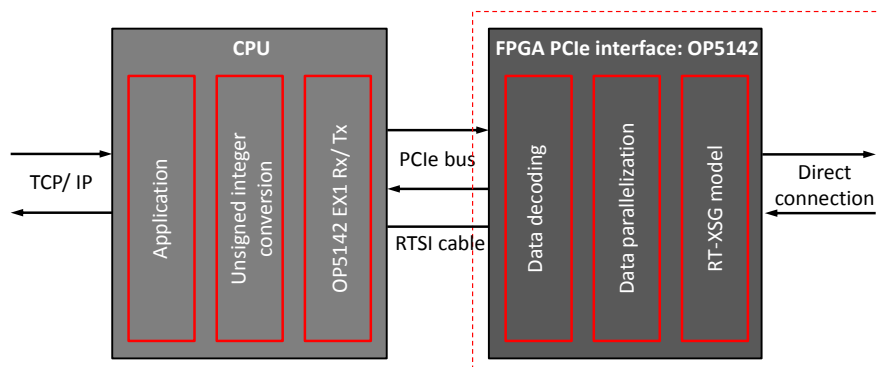


Figure 89 Flux de données partant du modèle CPU au modèle FPGA

Le module OP5142 est également responsable de la gestion et du routage des données en provenance des modules d'entrée/ sortie vers et du FPGA. Concernant la plate-forme utilisée, elle est équipée d'un module d'entrée analogique (OP5220/ OP5340 16 voies) avec filtres anti-repliement de spectre, qui est caractérisé par une plage d'entrée ± 16 V, une précision de ± 5 mV, 500 kS/s et un CAN de 16 bit par canal. Un module d'entrée/ sortie numérique (OP5251 Opto-Isolated 32 DIO) avec une période d'échantillonnage de 10 ns est également disponible.

La génération du code pour les deux environnements est réalisée utilisant RTW de Matlab pour le modèle CPU et RT-XSG pour le modèle FPGA. Les deux compilateurs sont gérés par RT-Lab (Figure 90). Une fois le code généré, il est transféré vers la couche hardware. On retient alors que, une fois le code généré et implémenté sur le FPGA, l'intervention sur les variables dans cet environnement

¹⁸ Xilinx Spartan 3A XC3S5000, fréquence de l'horloge établie à 100MHz

devient impossible. Également, on retient que, dans l'environnement lié au FPGA, la programmation est réalisée en virgule fixe.

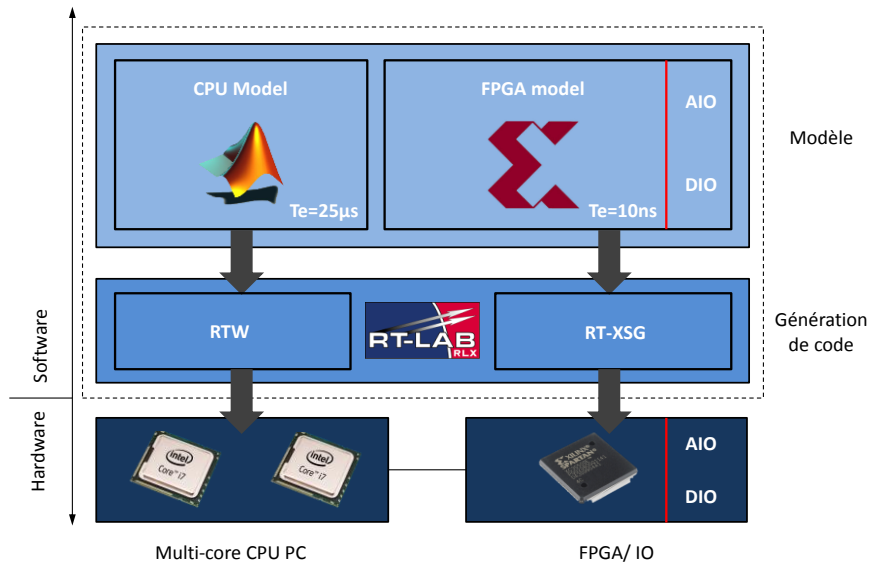


Figure 90 ... du modèle vers l'implémentation en temps réel ...

Ainsi, en ce qui suit, une description de chaque environnement est réalisée, suivie par une description du module de commande associé.

4.2.1. Environnement FPGA

Le FPGA est typiquement associé aux calculs parallèles, où plusieurs opérations peuvent être effectuées simultanément. Les calculs réalisés sur le FPGA sont généralement spécifiques à l'application. Ainsi, le degré d'optimisation des algorithmes est élevé. En revanche, une modification de l'algorithme de commande demande la reconfiguration du dispositif.

La durée d'exécution des algorithmes est ainsi très réduite par rapport aux structures DSP (similaires aux structures CPU dans notre cas). Leur utilisation est très favorable pour les applications où une contrainte sur la durée d'exécution et la définition temporelle sont imposées [57] et où le calcul en parallèle est nécessaire.

Le FPGA est un réseau de circuits logiques interconnectés (Programmable Array Logic - PAL), de portes d'entrée/sortie, de blocs de mémoires et de blocs d'opérations algébriques [109], [110]. Dû à la densité élevée des circuits électroniques qui se trouvent dans une puce FPGA, la notion de « routage » des algorithmes devient particulièrement importante et représente, ensemble avec l'espace physique disponible, les limites matérielles à prendre en compte pendant la phase de développement.

L'environnement FPGA peut être programmé en utilisant le langage VHDL qui permet la description du comportement des circuits électroniques à configurer. De ce point de vue, il existe des différences notables entre le VHDL et un langage comme C++, ce dernier classé comme un langage de programmation de « haut niveau ». L'outil ISE (Integrated Software Environment de Xilinx, par exemple) a été réalisé pour alléger la programmation et le temps de développement. Comme indiqué précédemment, l'outil fait appel à une bibliothèque développée par Xilinx, intégrée dans le

logiciel Matlab et RT-Lab, qui permet de décrire la structure à implémenter sous forme de diagrammes (similaire aux structures Simulink). Une fois validé, le module « System Generator » permet de convertir les diagrammes en code VHDL.

On retient que la communication avec les ports d'entrée – sortie est traitée uniquement par le FPGA. Les données qui traversent le FPGA sont en virgule fixe. Un autre élément important est lié au pas de calcul qui, dans le cadre de l'environnement FPGA est fixe et égal à 10 ns. À partir de cette base de temps, il est possible de générer d'autres pas de calcul, multiples entiers de l'horloge hardware.

4.2.2. Environnement CPU

Du point de vue hardware, l'environnement CPU se distingue de l'environnement FPGA par une architecture totalement différente. Les portes logiques ont été remplacées par une unité centrale de calcul qui comporte un ensemble d'instructions prédéfinies. On se rapproche ainsi des structures de type DSP. De ce point de vue, les pas de calcul ne sont plus de l'ordre des dizaines de ns mais plutôt de l'ordre des μ s. Typiquement, un pas de calcul peut varier de 1 μ s à des centaines d' μ s en fonction du nombre d'opérations programmées.

Du point de vue software, l'environnement processeur est une plate-forme de prototypage rapide qui permet la simulation en temps réel d'un modèle Matlab/ Simulink. Utilisant les mêmes règles de programmation, l'intégration immédiate des algorithmes développés sur Matlab/ Simulink est possible, sans pratiquement aucun changement à apporter. Cela se traduit par une réduction du temps de développement en rapport avec les algorithmes orientés FPGA. En revanche, le module processeur ne permet pas d'intervenir sur la maîtrise des séquencements et sur le parallélisme des opérations, un paramètre de développement présent sur le FPGA.

Cet environnement de programmation permet l'utilisation d'un format de données en virgule flottante sur 64 bits qui est entièrement traitée de manière automatique par la couche logicielle. En ce sens, les données qui sont issues du FPGA sont converties en virgule flottante par des blocs spécifiques de la bibliothèque RT-Lab.

Dans l'environnement CPU, il est possible d'implémenter des algorithmes complexes pratiquement sans contrainte sur le nombre d'opérations à opérer car les opérations sont effectuées à l'aide d'une unité centrale et ne sont plus routées physiquement dans la puce FPGA. On ne rencontre plus de contrainte d'espace physique comme dans le cas des algorithmes implémentés sur le FPGA, en revanche des contraintes sur pas de calcul préalablement choisis sont susceptibles d'intervenir en fonction de la complexité des calculs à effectuer.

Enfin, la compilation et le processus de détection d'erreurs sont plus rapides et plus intuitifs dans le cas de l'environnement CPU par rapport à celui du FPGA, et cela notamment grâce à l'utilisation d'un langage de programmation de plus « haut niveau ».

4.2.3. Implémentation sur FPGA

La structure FPGA présente dans notre plate-forme est utilisée pour une partie des opérations qui sont généralement considérées plus sensibles à la fréquence d'échantillonnage (Figure 94). Les opérations sont réparties en quatre groupes, chaque groupe étant déclenché par un des quatre triggers synchrones avec des valeurs différentes (Figure 91).

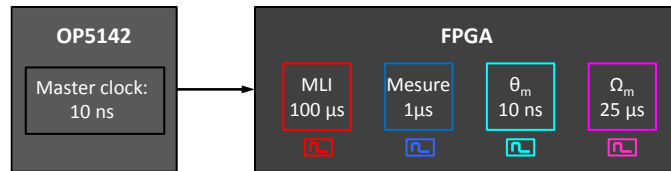


Figure 91 Génération des triggers sur le FPGA

De manière générale, l’algorithme sur le FPGA peut être implémenté selon différents procédés. Dans notre cas, nous avons utilisé deux procédés : le premier est de diviser la structure de l’algorithme (l’unité) en deux parties : l’une générant des signaux de contrôle (« Control Unit »), l’autre contenant les informations – les données (« Data Path ») réalisant la séquence des opérations. Cette idée a été beaucoup développée dans le travail de [110]. On rappelle ici le principe grâce à un exemple présenté dans la Figure 92 qui consiste à réaliser la somme de trois données (DataIn1, In2, In3).

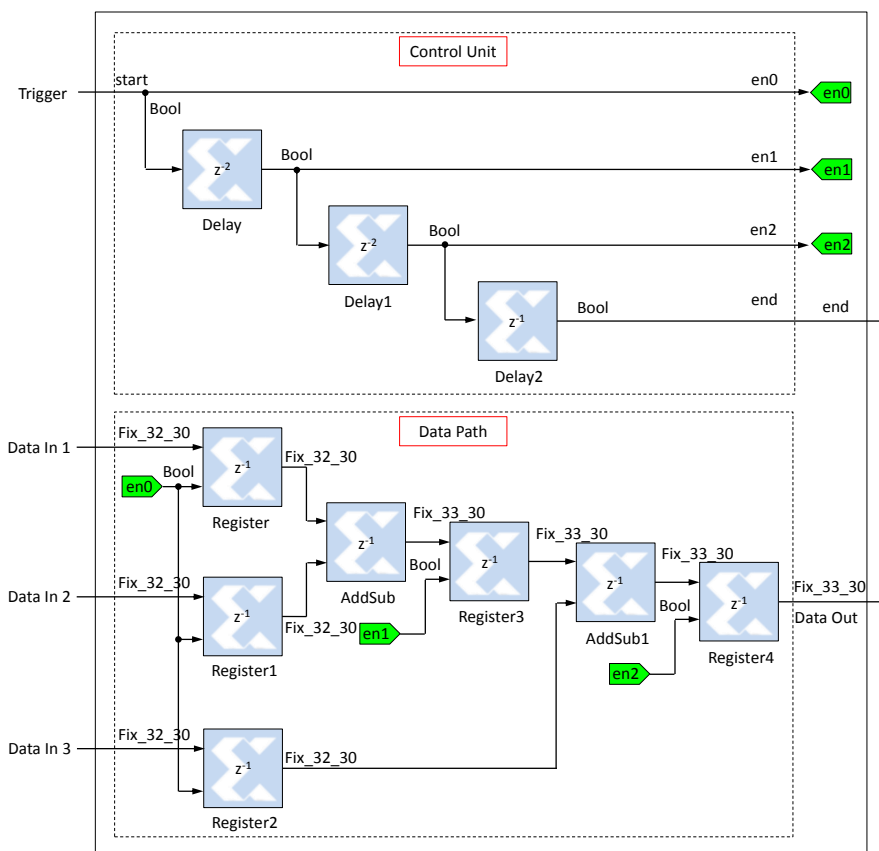


Figure 92 Exemple d’une implémentation sur FPGA des deux opérations algébriques – procédé a)

Un signal de synchronisation (« Trigger ») démarre les opérations dans le « Data Path » suite au passage par la partie « Control Unit ». La première opération consiste à enregistrer les données dans des registres suite à l'arrivée du signal déclencheur $en0$. Au pas de calcul suivant, deux des données sont traitées par le bloc d'addition. L'enregistrement des résultats est réalisé dans un nouveau registre qui est déclenché par $en1$ avec une période de retard par rapport à $en0$ équivalente à la somme des durées de propagation des données dans les registres et la durée de calcul de l'opération d'addition. Au pas suivant, le résultat enregistré dans le dernier registre intervient dans le cadre de la dernière opération d'addition. De la même façon, le signal $en2$ déclenche l'enregistrement des résultats après une période de retard qui garantit que l'opération a été réalisée avec succès. Dans ce

cas, le retard nécessaire correspond à la propagation du résultat issu de la première opération et la durée de temps nécessaire pour exécuter la deuxième opération. Le résultat « Data Out » est disponible après encore un retard de propagation introduit par le dernier registre.

En conclusion, chaque unité d'opérations est indépendante une fois que le « Trigger » a été déclenché. Le bloc « Control unit » est responsable de la gestion de la synchronisation des opérations avec un séquençement défini par les « Delay » et de l'enregistrement des résultats dans les registres. La sortie des données « Data Out » est accompagnée par un signal « end » qui sert d'un nouveau « Trigger » pour les unités suivantes. Dans notre cas, cette solution de programmation va être la plus adoptée pour réaliser l'implémentation des algorithmes sur le FPGA.

Une deuxième solution d'implémentation consiste à intégrer la notion de synchronisation des opérations dans la même couche que celle des données. La Figure 93 reprend l'exemple précédent. On observe ainsi que dans ce cas, le flux de données est plus rapide, en revanche le bloc de retard « Delay » doit être utilisé soigneusement pour assurer la bonne synchronisation des données pour les opérations en aval. Ce procédé de programmation a été élaboré en [128] et utilisé ultérieurement pour le bloc de calcul des durées d'activation dans le cadre de la stratégie Z SVM de pilotage de l'onduleur.

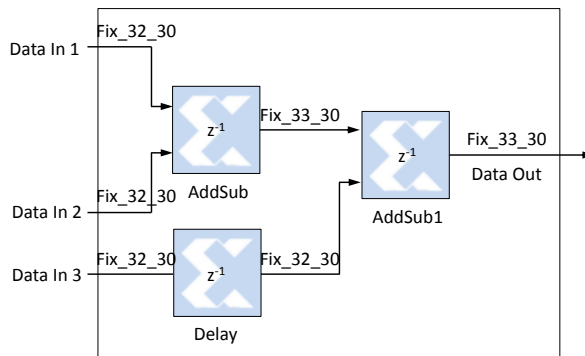


Figure 93 Exemple d'une implémentation sur FPGA des deux opérations algébriques – procédé b)

En ce qui suit, on exposera les algorithmes implémentés sur l'environnement FPGA et présentés sous une forme schématique dans la Figure 94.

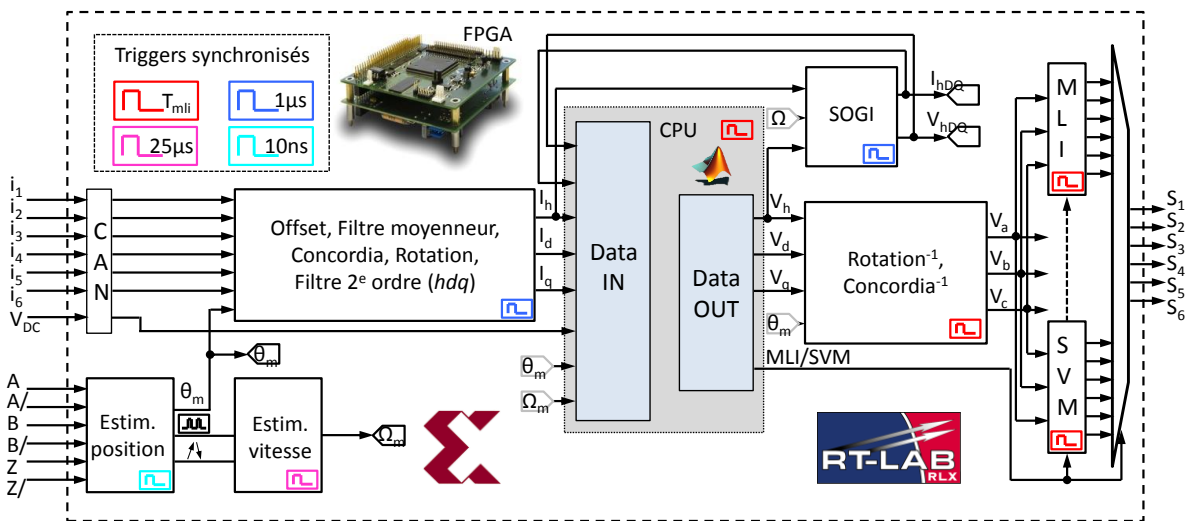


Figure 94 Schéma de la structure de commande implémentée sur le FPGA

Un premier groupe correspond aux opérations réalisées une fois chaque $1 \mu\text{s}$. On retrouve ainsi dans cette catégorie l'acquisition des mesures de courant et la tension bus continue. Les données sont disponibles à partir de l'interface analogique – numérique où les mesures sont répertoriées dans un format 16 bits signé avec 10 bits de précision (issu de la sortie CAN). Après un processus de normalisation utile dans le cas des manipulations avec des données en virgule fixe, elles sont répertoriées dans un format de 32 bits signé avec une précision de 30 bits.

Une étape de traitement des données est réalisée sur ces mesures afin qu'elles peuvent être transmises vers le bloc d'asservissement des courants. Dans un premier temps, la mesure des courants est filtrée utilisant un filtre moyenneur avec une fenêtre glissante de 16 échantillons de $1 \mu\text{s}$ chacune. Ce filtre (de type RIF) prouve son utilité dans le cas où la mesure est affectée par des impulsions parasites dues aux commutations MLI. À la vitesse maximale de la machine de charge (628 rad/s , soit une fréquence des grandeurs électriques fondamentales de 399.8 Hz) et en régime permanent, ce filtre est responsable d'un retard introduit sur la mesure de courants égal à $7.5 \mu\text{s}$, soit un déphasage de 1.08 degrés électriques. Ensuite, les deux matrices (Concordia et rotation) de transformation du repère statorique en repère rotorique sont appliquées. On termine par l'implémentation d'un filtre passe-bas de deuxième ordre avec une fréquence de coupure de 4kHz qui est utilisé sur les grandeurs dans le repère rotorique *hdq*. Installé sur les grandeurs de Park, le filtre n'affecte pas la phase des grandeurs fondamentales.

À ce stade, les données sont prêtes pour l'emploi dans les blocs en aval, notamment ceux du calcul des tensions de référence qui se trouvent dans la partie intitulée « CPU » dans la Figure 94 sur laquelle nous allons revenir plus tard.

Le trigger à $1 \mu\text{s}$ est également utilisé pour les opérations qui sont comprises par le bloc SOGI dans la Figure 94. Les opérations dans ce bloc permettent de générer un repère fictif à partir d'une grandeur sinusoïdale monophasée comme la tension de référence homopolaire ou le courant homopolaire mesuré (voir Annexe 6.1). Ces informations sont utilisées dans le cadre de l'algorithme de commande présenté dans le paragraphe 3.2.2.5 (détection de la tension maximale disponible pendant le fonctionnement à la limite de la saturation de l'onduleur) et dans le cadre du calcul des références de courant qui ont été introduites dans le paragraphe 3.2.2.1 (fonctionnement à pertes Joule données).

En parallèle avec les opérations mentionnées précédemment, la position est calculée avec un temps d'échantillonnage de 10 ns égal au temps d'échantillonnage des entrées numériques. Concernant l'estimation de la vitesse, elle est réalisée à partir des informations liées au nombre d'impulsions enregistrées par le codeur incrémental. L'estimation de la vitesse ainsi obtenue est échantillonnée chaque $25 \mu\text{s}$ et filtrée utilisant un filtre moyenneur avec une fenêtre glissante comme dans le cas présenté lorsque l'acquisition des courants a été présentée. Étant donné que la dynamique de la machine de charge permet des accélérations crête égales à 100 rad/s^2 , une moyenne glissante sur 16 périodes permet d'obtenir un résultat acceptable avec une erreur en dynamique égale à $\approx 0.02 \text{ rad/s}$ entre la vitesse mécanique réelle et celle estimée.

Les algorithmes présentés depuis le début de ce paragraphe offrent toutes les informations nécessaires au bloc « CPU », que nous allons détailler dans le paragraphe suivant. On indique néanmoins que le bloc « CPU » calcule les tensions de référence dans le référentiel *hdq*. Ensuite, ces références sont transférées vers le FPGA pour être transformées en grandeurs dans le repère naturel. Ultérieurement, les trois références de tension de phase sont utilisées par les blocs de génération

des signaux de type MLI. On remarque ainsi que le bloc « CPU » de calcul des tensions de référence et les blocs « MLI » et « SVM » sont déclenchés de manière synchrone.

Dans le bloc intitulé MLI (Figure 94), les trois stratégies de pilotage de l'onduleur ont été intégrées : la *MLI 2 Niveaux*, la *MLI 3 Niveaux Simple Modulation* et la *MLI 3 Niveaux Double Modulation* (présentées dans le chapitre 2). Le principe de ces MLI consiste à utiliser le signal de trigger (à fréquences MLI) à partir duquel une ou plusieurs porteuses triangulaires sont générées. Ensuite, une comparaison entre le signal de référence et la porteuse permet de trouver les signaux MLI pour chaque bras. Le temps d'exécution du bloc MLI dépend de la stratégie mais est toujours inférieur à 50 ns.

La stratégie vectorielle de pilotage de l'onduleur Z-SVM présentée dans le paragraphe 2.2.2 est intégrée dans le bloc SVM (Figure 94). Trois étapes de calcul sont enchaînées à partir des références de tension dans le référentiel de Concordia (notées ici V_{ref1} et V_{ref2}) : la détermination du secteur (Sec_num)¹⁹ dans lequel se trouve le vecteur de référence, le calcul des durées d'activation (T_0 , T_1 et T_2) utilisant (22) et l'application des séquençements des vecteurs pondérés par les durées d'activation (Figure 95).

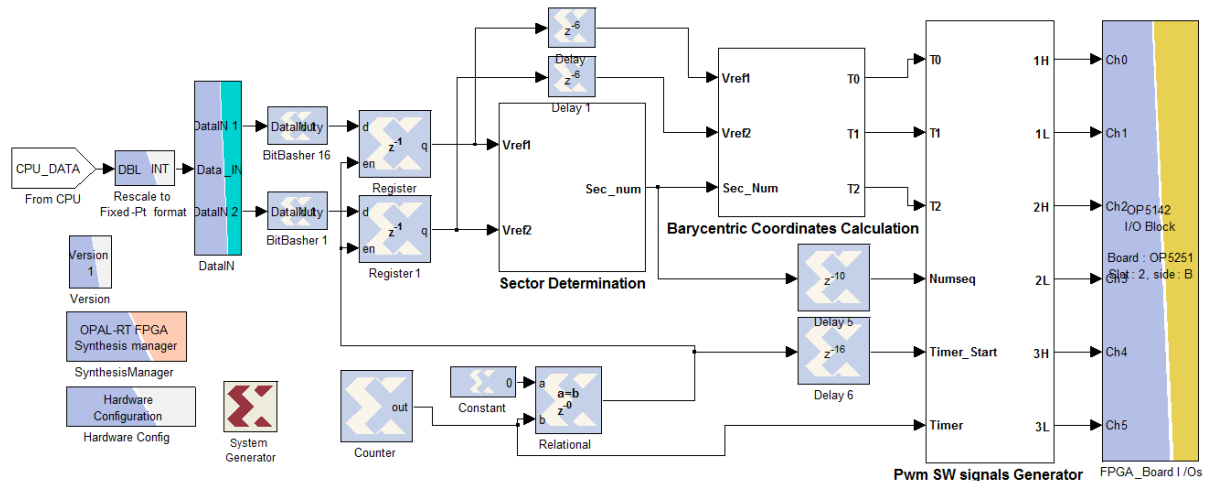


Figure 95 Module Z-SVM implémenté sur le FPGA utilisant le procédé b) de programmation

Le temps d'exécution de ces opérations est égal à 220 ns, soit 22 cycles d'exécution d'horloge, ce qui correspond à 0.22% pour une fréquence MLI de 10kHz. Afin de disposer de ces performances au niveau des durées d'exécution, la stratégie vectorielle a été implémentée utilisant la deuxième méthode de programmation – procédé b). Au total, 8% des ressources (sur 33280 cellules) sont occupées avec une utilisation de 14 (sur 104) multiplieurs à 18-bit pour la réalisation du bloc SVM.

Dans la Figure 96 un diagramme temporel des opérations effectuées sur le FPGA est présenté. Il rassemble tous les groupes d'opérations que nous avons évoqués dans ce paragraphe. La période MLI est prise comme référence synchrone pour toutes les opérations. Des blocs comme le bloc de calcul de la position, de la vitesse et de l'acquisition des mesures électriques sont appelés de manière ininterrompue avec une fréquence de 10 ns, 25 μ s et 1 μ s respectivement. Pour les autres blocs en aval de ceux-ci, le trigger est l'horloge MLI qui enchaîne les opérations à partir du module CPU, la

¹⁹ Un possible algorithme est réalisé dans [66], utilisant les propriétés des produits vectoriels mixtes. Pourtant, cette étape peut être réduite à une simple étude de comparaison, en fonction des références d'entrée.

transformation inverse du repère rotorique vers le repère naturel jusqu'à la génération des signaux MLI. On rappelle que le module CPU est déclenché depuis le FPGA mais les calculs sont réalisés sur l'environnement processeur. Les durées d'exécution, notées t_{EX} dans la Figure 96 sont également présentées par rapport à la fréquence MLI fixée à 10 kHz.

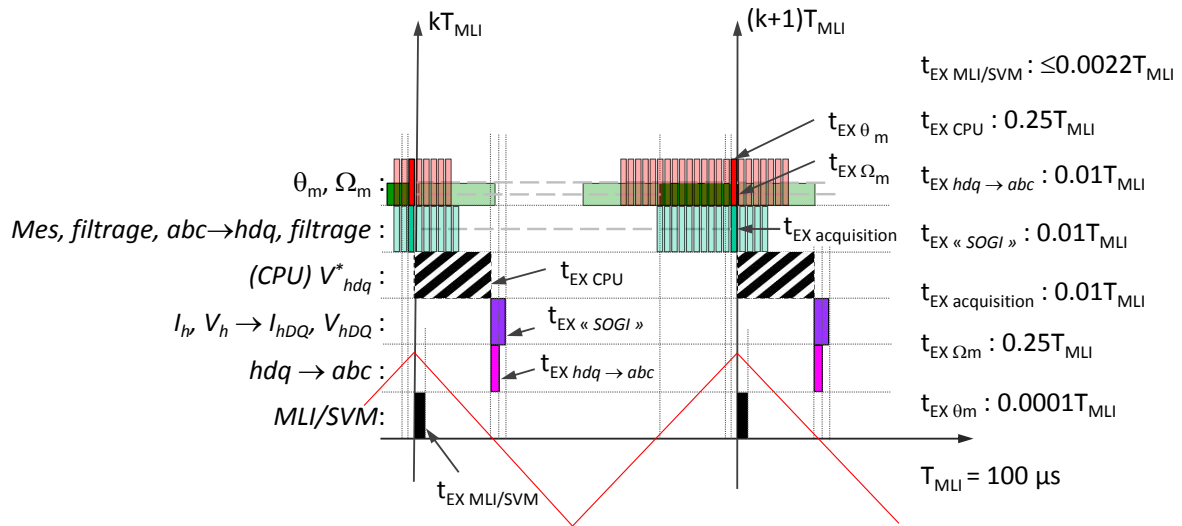


Figure 96 Enchaînement d'événements sur le FPGA et leurs temps d'exécution (t_{EX})

En ce qui suit, nous allons examiner l'implémentation réalisée sur l'environnement processeur, marquée (CPU) V_{hdq}^* dans la Figure 96.

4.2.4. Implémentation des algorithmes de contrôle sur le processeur

Le module implémenté sur l'environnement processeur est utilisé pour la génération des références de courant en fonctionnement de défluxage ainsi que, pour les stratégies de contrôle et les asservissements de courants (Figure 97).

À partir d'une console externe on envoie, les références de courant en régime de fonctionnement MTPA, le choix de la stratégie de commande et le type de modulation souhaité.

Utilisant les données mesurées et traitées sur l'environnement FPGA et le signal de trigger synchrone avec la période MLI envoyé depuis le FPGA, le bloc de calcul des références de courant (qui a été développé dans le paragraphe 3.2.2.1, voir Figure 72) interviendra sur les consignes MTPA en fonction de la stratégie de contrôle utilisée et des caractéristiques du point de fonctionnement. Les références de courant sont ensuite envoyées au bloc d'asservissement du courant où elles sont implémentées : trois PI, la compensation de la fem (qui comporte les harmoniques fondamental, trois, cinq et sept) et la compensation des termes de couplage.

La structure de commande ainsi implémentée dans l'environnement CPU est réalisée sur la base d'un modèle de la machine électrique simple, qui conserve un système d'équations découplées lorsque des transformations comme celle de Concordia ont été utilisées. Ainsi, cette démarche a permis d'implanter simplement les résultats obtenus en utilisant la méthode basée sur une inversion du modèle de type REM.

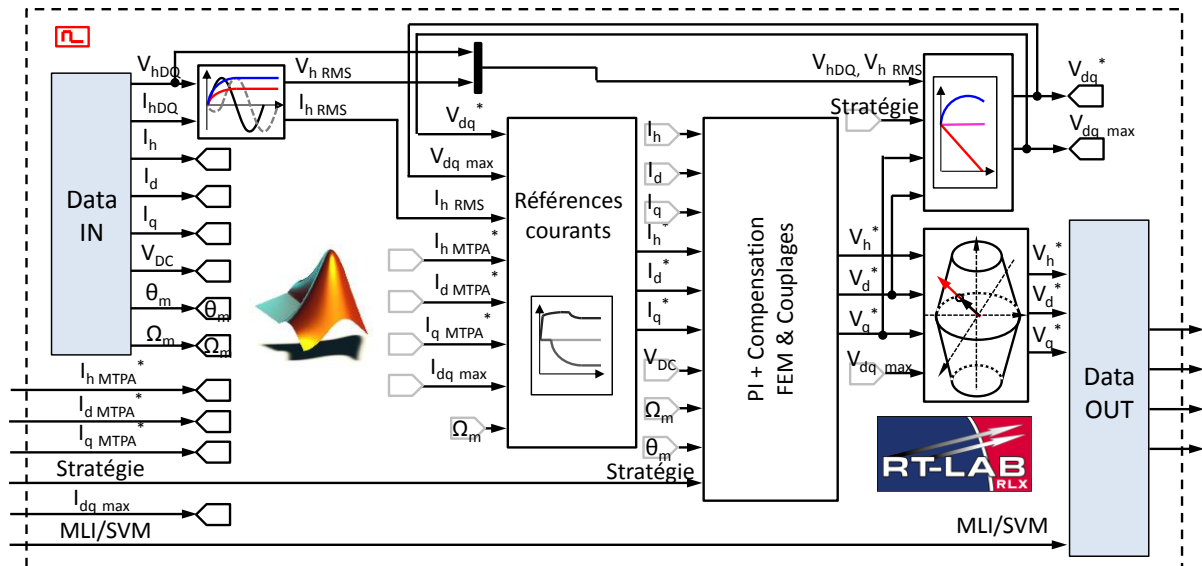


Figure 97 Schéma de la structure de commande implémentée sur le processeur (module CPU)

Les trois tensions de référence sont transmises vers le bloc de saturation vectorielle qui représente une sécurité supplémentaire avant d'être envoyées vers le FPGA. En fonction normale, la saturation vectorielle n'interviendra pas car les stratégies développées prennent en compte l'état de saturation de l'onduleur. En cas de défaut ou d'erreur sur les asservissements de la commande, ce bloc permettra de ne pas autoriser des consignes qui pourront saturer l'onduleur de tension.

Le pas de calcul pour ces opérations a été fixé à $T_{MLI}/4$ (25 μ s), durée qui assure un fonctionnement sans débordements (overflow). Bien évidemment, les nouvelles références de tension sont envoyées vers le FPGA, mais leur utilisation dans le cadre de la génération MLI est réalisée au pas MLI suivant, comme il est visible dans la Figure 96.

Du fait de leur taux d'utilisation et de leur impact sur les performances et l'autonomie du véhicule électrique, uniquement les stratégies de fonctionnement en régime MTPA et en régime de défluxage sont implémentées et validées expérimentalement. Également, du fait du courant homopolaire important généré, la stratégie de défluxage avec surmodulation (paragraphe 3.2.2.4) n'a pas été implémentée et présentée parmi les résultats expérimentaux.

4.3. Essais expérimentaux et validations

En ce qui suit, les validations expérimentales ont été réparties dans deux paragraphes. Le premier paragraphe est dédié à l'analyse des résultats expérimentaux des stratégies de pilotage de l'onduleur, développées dans le chapitre 2 sur les aspects « haute fréquence ». Dans le deuxième paragraphe, l'examen des stratégies de contrôle de la machine est réalisé pour le régime de fonctionnement en défluxage, travail réalisé dans le paragraphe 3.2.2.

4.3.1. Stratégies de pilotage de l'onduleur – résultats

Dans ce paragraphe, les stratégies de pilotage de l'onduleur sont examinées et leurs conséquences sur le courant homopolaire sont analysées à partir des résultats expérimentaux dans le cadre d'une commande à tension homopolaire nulle. Cette stratégie de contrôle est utilisée pour des raisons de comparaison tenant compte du fait que la commande vectorielle Z SVM ne peut, par principe,

moduler des tensions ayant une composante homopolaire. Un couple de référence est imposé qui correspond à un courant crête avec un fondamental de 25 [A], soit 1.2 pu en régime permanent. La vitesse mécanique est maintenue constante à 124.9 rad/s (soit une fréquence des grandeurs électriques fondamentales de 79.5 Hz). Cette vitesse correspond à un fonctionnement en régime non saturé de l'onduleur. C'est à cette vitesse que la stratégie vectorielle apporte le moins d'amélioration, comme on pourra le voir dans les résultats expérimentaux suivants. La fréquence MLI est maintenue constante et fixée à 10 kHz pour les quatre stratégies de pilotage.

Comme prévu dans la partie théorique présentée dans le chapitre 2, dû aux paramètres électriques du circuit homopolaire du prototype SOFRACI et en fonction de la stratégie de pilotage choisie, il est possible de retrouver le courant homopolaire de haute fréquence dans les courants de phase en proportions différentes. Nous allons visualiser le courant de phase et le courant homopolaire à partir des mesures réalisées sur l'oscilloscope.

Une analyse plus approfondie des résultats expérimentaux mis en parallèle avec des résultats issus des simulations se trouve dans l'annexe 6.7.2. On y développe une étude sur la composante basse fréquence du courant homopolaire, i.e. l'harmonique trois, qui est présent dans une certaine mesure dans les résultats expérimentaux et qui ne fait pas partie des analyses dans ce paragraphe qui se focalise sur les courants parasites hautes fréquences qui apparaissent en premier dans les relevés.

4.3.1.1. Stratégie « 2 Niveaux »

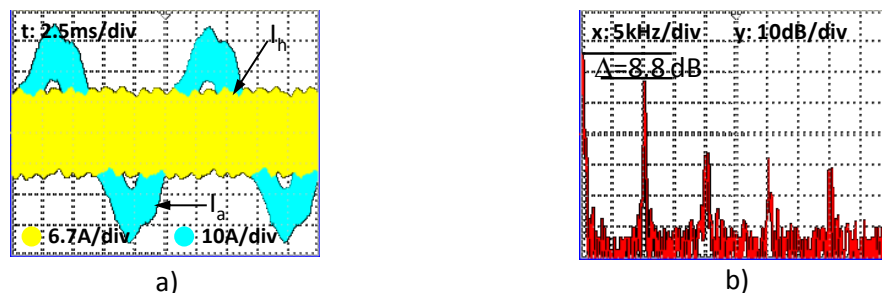


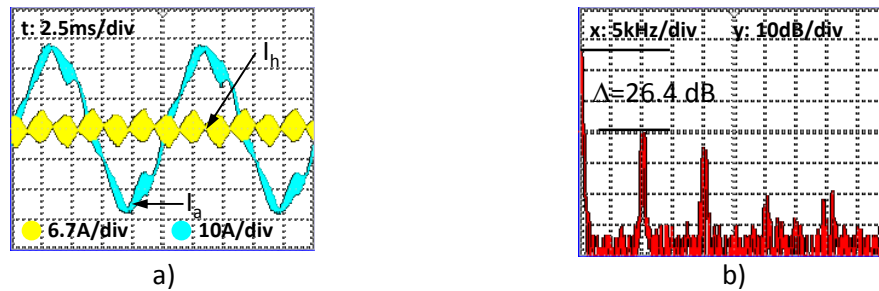
Figure 98 a) Courant de phase et courant homopolaire pour la stratégie « 2 Niveaux » ; b) Analyse spectrale du courant de phase avec atténuation de 8.8 dB à 10 kHz par rapport au fondamental

Comme prévu par la théorie, l'utilisation de la stratégie « 2 Niveaux » sur une machine à trois phases indépendantes avec une faible constante de temps homopolaire est à l'origine d'une composante de haute fréquence importante. Le spectre harmonique dans la Figure 98 b), réalisé sur la mesure du courant de phase présentée dans la Figure 98 a), indique une atténuation de seulement 8.8 dB pour le courant homopolaire (soit un rapport égal à 0.37 entre la composante homopolaire à la fréquence MLI et l'harmonique fondamental). Dans la mesure où un important courant avec composante homopolaire est présent, à part les problèmes liés à la compatibilité électromagnétique et à l'augmentation notamment des pertes Joule, un bruit dans le spectre audible est associé à cette stratégie qui le rend inutilisable même avec des fréquences MLI élevées comme 10kHz.

4.3.1.2. Stratégie « 3 Niveaux Simple Modulation »

La stratégie « 3 Niveaux Simple Modulation (SM) » est présentée dans la Figure 99. En comparant avec la stratégie « 2 Niveaux », le courant homopolaire de haute fréquence est fortement réduit. On rappelle que la stratégie « 3 Niveaux » utilise une famille de vecteurs de tension qui a une composante homopolaire maximale égale à un tiers pu (pour une consigne avec composante

homopolaire faible). Également, pendant une période MLI, la durée d'activation des vecteurs avec composante homopolaire est inférieure par rapport à la stratégie « 2 Niveaux ».



L'analyse de la Figure 99 montre que, pour un courant fondamental de 25 [A], le courant homopolaire est atténué de 26.4 dB utilisant la stratégie « 3 Niveaux SM » (soit un rapport égal à 0.048 entre la composante homopolaire à la fréquence MLI et l'harmonique fondamental). On considère ainsi que les perturbations de type CEM et les pertes Joule sont diminués. Également, les pulsations de haute fréquence du couple sont réduites par rapport à la commande précédente. On s'aperçoit aussi que le bruit dans le spectre audible est sensiblement réduit par rapport à la stratégie « 2 Niveaux ».

4.3.1.3. Stratégie « 3 Niveaux Double Modulation »

Du point de vue de la charge, la stratégie « 3 Niveaux Double Modulation » permet d'avoir une fréquence des ondulations de courant double par rapport à la fréquence de la porteuse de la MLI. Utilisant cette stratégie, les résultats sont présentés dans la Figure 100. Ainsi, le courant homopolaire haute fréquence est encore réduit par rapport à la stratégie antérieure.

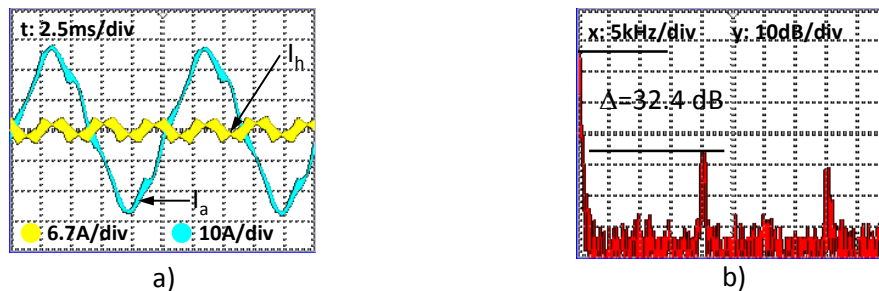


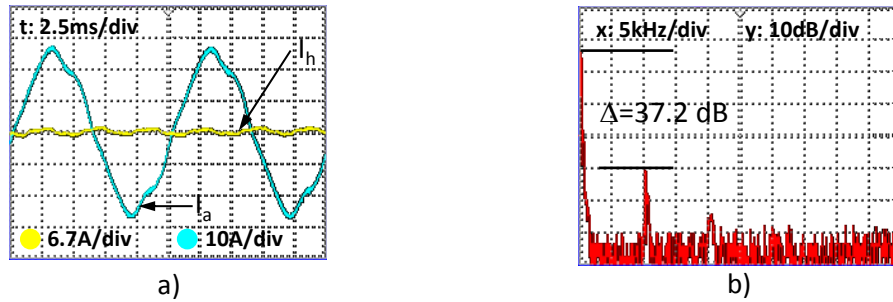
Figure 100 a) Courant de phase et courant homopolaire pour la stratégie « 3 Niveaux Double Modulation » ; b) Analyse spectrale du courant de phase avec raie principale à 20 kHz atténuée de 32.4 dB par rapport au fondamental

Pour le point de fonctionnement pris en exemple, la stratégie « 3 Niveaux Double Modulation » offre une atténuation de 32.4 dB pour le courant homopolaire (soit un rapport égal à 0.024 entre la composante homopolaire à double fréquence MLI et l'harmonique fondamental), résultat évident du fait d'avoir doublé la fréquence apparente de hachage. Utilisant cette stratégie le spectre audio est décalé vers le haut par un facteur deux.

4.3.1.4. Stratégie « Z SVM »

La stratégie vectorielle « Z SVM » utilise une famille de vecteurs qui, du point de vue de l'espace tension de la machine, ont une composante homopolaire instantanée nulle. À l'aide de ces vecteurs, le spectre homopolaire de haute fréquence est sensiblement réduit, comme vu dans la Figure 101,

atteignant une valeur d'atténuation égale à 37.2 dB (soit un rapport égal à 0.013 entre la composante homopolaire à la fréquence MLI et l'harmonique fondamental).



4.3.1.5. Comparaison des stratégies de pilotage sur une plage de vitesse

Les résultats présentés dans les paragraphes précédents permettent de valider le travail traité dans le chapitre 2. Dans ce paragraphe on s'appuie sur le comportement des quatre stratégies de pilotage proposées pendant un fonctionnement à couple de référence constant sur une plage de vitesse qui s'étend d'un régime d'onduleur non saturé vers un régime à la limite de saturation. En regardant la Figure 102 et Figure 103 le taux d'atténuation du courant homopolaire de haute fréquence par rapport au fondamental est répertorié sur une plage de vitesse de 250 rad/s.

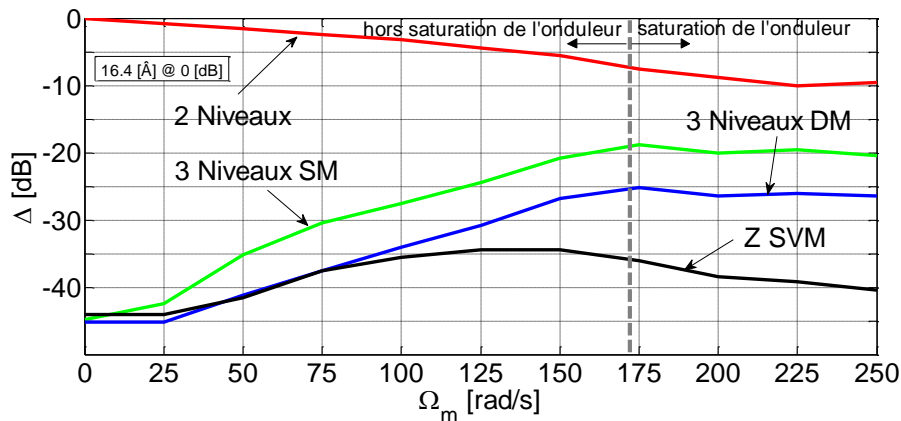


Figure 102 Atténuation du courant homopolaire à la fréquence MLI par rapport au fondamental égal à 16.4 [A] (0.8 pu en régime nominal)

Les figures sont divisées en deux parties dont la première est associée au fonctionnement hors saturation. Dans ce cas, on observe que, avec l'augmentation de la vitesse, les stratégies « 2 Niveaux » et les deux stratégies « 3 Niveaux » présentent une allure quasi linéaire d'atténuation. Cet aspect correspond aux tétraèdres activés lors de chaque stratégie. En fait, dans le cas de la stratégie « 2 Niveaux », la durée d'activation des vecteurs avec la composante homopolaire la plus importante diminue avec l'augmentation de la tension de référence, aspect qui intervient avec l'augmentation de la vitesse mécanique. Dans le cas des stratégies de type « 3 Niveaux » c'est plutôt l'inverse. Plus le vecteur de référence à moduler est grand, plus la durée d'activation des vecteurs avec une composante homopolaire non nulle augmente. Dans le cas de la stratégie vectorielle, elle est idéalement censée, sur l'hypothèse des commutations parfaites, ne pas activer des vecteurs avec une composante homopolaire. C'est seulement à cause des commutations ayant des durées non

nulles qu'un courant homopolaire de haute fréquence apparaît. Les durées de commutation non maîtrisées ont un caractère non linéaire ; elles sont responsables d'une allure de non linéarité de la courbe d'atténuation présentée dans la Figure 102.

Allons regarder maintenant la deuxième partie des courbes, celle qui correspond à une vitesse de base plus élevée. Dans ce cas, l'amplitude de la tension de référence est gardée constante à la limite de la saturation de l'onduleur par l'algorithme de défluxage.

On observe ainsi que les stratégies de pilotage de type « 3 Niveaux » gardent leur taux d'atténuation constant au regard du courant homopolaire, en accord avec l'analyse réalisée dans le chapitre 2. Une différence concerne la « Z SVM » où les phénomènes de commutation non maîtrisés, dus aux commutations simultanées, sont de plus en plus amortis avec l'augmentation de la vitesse. En fait, les vecteurs choisis implicitement pendant les commutations non maîtrisées ont un effet mutuel de compensation. Ainsi, l'impact sur le courant homopolaire est moins prononcé. De la même manière, dans le cas de la stratégie « 2 Niveaux » qui souffre aussi des deux commutations simultanées comme dans le cas de la stratégie vectorielle, on remarque que la durée du passage transitoire entre deux vecteurs devant la durée d'activation des vecteurs intrinsèquement choisis par la modulation n'est plus négligeable. Ainsi, le taux d'activation des vecteurs avec composante homopolaire est réduit, car les vecteurs activés pendant les commutations transitoires ont une composante homopolaire inférieure par rapport aux vecteurs que l'on souhaite activer.

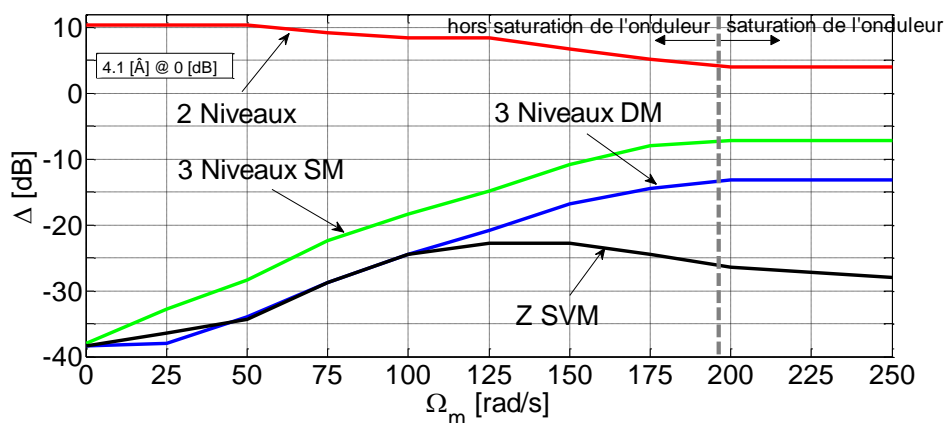


Figure 103 Atténuation du courant homopolaire à la fréquence MLI par rapport au fondamental égal à 4.1 [Â] (0.2 pu en régime nominal)

Dans la Figure 103 on retrouve une analyse spectrale pour un courant fondamental quatre fois plus petit que le précédent, présenté dans la Figure 102. On quantifie dans des proportions similaires les mêmes phénomènes présentés dans le cas précédent. On remarque que les trois stratégies intersectives agissent comme prévu par la théorie. Concernant la courbe de la stratégie vectorielle, elle garde la même allure que dans le cas antérieur.

On peut retenir que, pour des fonctionnements à basse vitesse, la stratégie vectorielle semble avoir les mêmes performances en termes de courant homopolaire haute fréquence que la stratégie « 3 Niveaux Double Modulation », mais pour des pertes par commutation moitié. Pour des vitesses plus élevées, sur une contrainte de minimisation du courant homopolaire haute fréquence, la stratégie vectorielle est préférable.

4.3.2. Stratégies de contrôle – résultats

Dans ce paragraphe, les résultats expérimentaux des stratégies de contrôle de la machine à trois phases indépendantes sont présentés. On rappelle que, dans une machine à trois phases indépendantes, le courant homopolaire n'est pas, a priori nul, comme dans le cas des machines à neutre isolé. En effet, à travers cette thèse, nous avons associé au courant homopolaire une composante haute fréquence, comme vu dans le chapitre 2 et dans le paragraphe précédent. Une composante basse fréquence, typiquement multiple de trois de la fréquence fondamentale est également à prendre en compte comme vu dans le chapitre 3. Dans ce dernier cas, l'existence du courant homopolaire est en fonction des paramètres de la conception de la machine mais également en fonction des stratégies de contrôle – commande.

Étant donné que les paramètres de la machine prototype SOFRACI sont caractérisés par une faible constante de temps du circuit homopolaire et une fem de rang trois non nulle, certaines commandes qui sont généralement appliquées aux machines triphasées avec neutre isolé ne sont plus utilisables comme les commandes où une saturation de l'onduleur est permise. En fait, avec la saturation de l'onduleur, ce sont uniquement les harmoniques de rang cinq et sept qui vont affecter les tensions et les courants dans une machine à neutre isolé. Dans la structure à phases indépendantes, l'harmonique trois est également à considérer. Cet harmonique trois de tension associé à l'harmonique trois de la fem et combinée avec une faible constante de temps peut avoir un impact non négligeable pour le courant homopolaire. On retient ainsi que la saturation en tension de l'onduleur est à éviter. Dans cette optique, la saturation en tension de l'onduleur est évitée si dans les algorithmes de commande, une réduction de la tension maximale acceptable est imposée. Étant donné que, dans le cas d'une machine à trois phases indépendantes, deux sous-espaces de tension sont à contrôler, chacun pouvant être associé à son harmonique fondamental (un et trois respectivement), alors garantir un fonctionnement hors saturation n'est plus évident, comme il l'était dans le cas de la machine à neutre isolé. En ce sens, des solutions sont proposées dans le paragraphe 3.2.2.2. Ainsi, le fonctionnement à la limite de saturation de l'onduleur intervient lorsqu'un fonctionnement en défluxage est requis.

En ce qui suit, les trois stratégies de fonctionnement en défluxage, une à tension homopolaire nulle et deux à courant homopolaire nul sont caractérisées en termes de génération du couple à pertes Joule données. Les trois stratégies évitent la saturation en tension de l'onduleur en trois modes distincts qui mènent à des caractéristiques de performance et à des complexités des algorithmes différentes.

4.3.2.1. Stratégie de contrôle à tension homopolaire nulle ($V_h=0$)

La première stratégie implémentée expérimentalement consiste à imposer une tension homopolaire nulle aux bornes de la machine. Dans ce cas, du point de vue du pilotage de l'onduleur, cette stratégie de contrôle peut être associée à la « Z SVM » où la tension homopolaire aux bornes de la machine est nulle en valeur instantanée. Bien évidemment, on s'attend à avoir un courant homopolaire dû à la mise en court-circuit de la machine homopolaire et à la présence d'une fem de rang trois. Dans ce cas, le fonctionnement à pertes Joule données est assuré si on fait intervenir le courant homopolaire dans le cadre de la commande (voir (57)).

Dans le cas d'un fonctionnement en régime linéaire de l'onduleur, considérant une tension homopolaire de référence nulle, la référence de tension fondamentale maximale est égale à $1 pu$ (égale à la tension bus).

Les résultats en fonctionnement en régime MTPA et en régime de défluxage sont présentés dans la Figure 104 et la Figure 105. Les résultats sont obtenus utilisant une stratégie de contrôle en régime MTPA à courant I_d nul (cas des machines à pôles lisses). Concernant la stratégie de défluxage, les solutions présentées dans le paragraphe 3.2.2 (Figure 72) sont mises en œuvre comme indiqué dans le paragraphe 4.2.4.

Pendant les essais expérimentaux, une rampe de vitesse est imposée qui monte de zéro à $1.5 pu$ ($250 rad/s$) en $2.5 s$. Une référence de courant de $1 pu$ ($20.5 [A]$ dans le repère naturel) est maintenue tout au long de l'accélération.

Comme présenté dans l'annexe 6.7.1, les courants dans le sous-espace dq sont affectés par une harmonique de rang six, et cela dû aux couplages et aux tensions additionnelles induites. Le courant homopolaire est principalement caractérisé par l'harmonique trois.

Le fonctionnement en défluxage démarre après $2.2 s$. Comme la machine fonctionne à couple nominal, la limitation en courant sur l'axe q est appliquée également. Le courant sur l'axe d devient négatif pour assurer le fonctionnement à la limite de saturation en tension de l'onduleur. On remarque que pendant le fonctionnement en défluxage, l'amplitude du courant homopolaire augmente sensiblement. Cet aspect est lié à la saturation du circuit magnétique de la machine qui a une conséquence sur les paramètres du circuit homopolaire (inductance et/ou fem homopolaire).

Dû à cette augmentation du courant homopolaire, le courant sur l'axe q décroît légèrement pour garantir le fonctionnement à pertes Joule constantes. Cet aspect est visible sur une autre forme dans la Figure 105 – plan I_{dq} .

La tension de référence dans le plan dq (Figure 104 c) et d) Figure 105 – plan V_{dq}) augmente jusqu'à l'entrée dans la zone de défluxage où elle est gardée constante. En regardant la Figure 105 – V_{abc} on remarque que le fonctionnement à la limite de saturation est assuré.

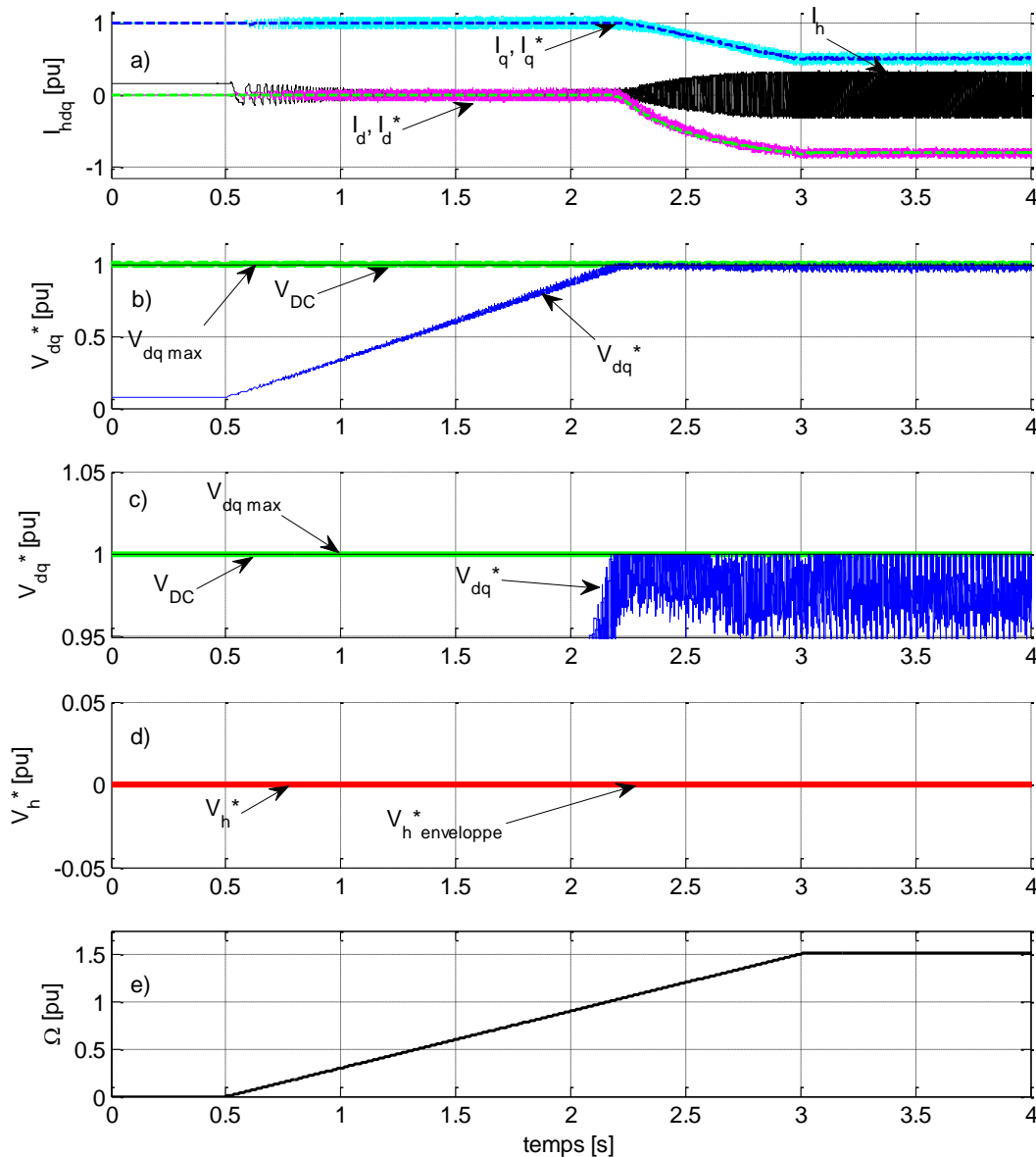


Figure 104 Résultats expérimentaux utilisant la stratégie de contrôle à tension homopolaire nulle associée à la stratégie « Z SVM » : a) courants (filtrés) dans le repère de Park ; b) et c) tension de référence dans l'espace dq ; d) tension de référence dans l'espace homopolaire ; e) vitesse mécanique

En conclusion, la stratégie de contrôle à tension homopolaire nulle ($V_h=0$) permet d'utiliser une stratégie de défluxage peu complexe qui garantit un fonctionnement à la limite de saturation de l'onduleur. Associé à la stratégie de pilotage « Z SVM », le taux d'harmonique du courant homopolaire haute fréquence est rendu très bas. En revanche, les performances de cette stratégie de contrôle dépendent pour la plupart, des paramètres de la machine. Dans le cas du prototype SOFRACI, le courant homopolaire développé est important. La valeur efficace du courant homopolaire est élevée et, pour un fonctionnement à pertes Joule données, il mène à des limitations supplémentaires au niveau du courant fondamental et donc à une réduction supplémentaire du couple. Une précaution additionnelle est nécessaire concernant la valeur crête du courant de phase. Cette valeur dépend de la phase relative entre l'harmonique fondamental et l'harmonique trois du courant ; elle est difficile à prévoir analytiquement et dépend fortement des paramètres de la machine.

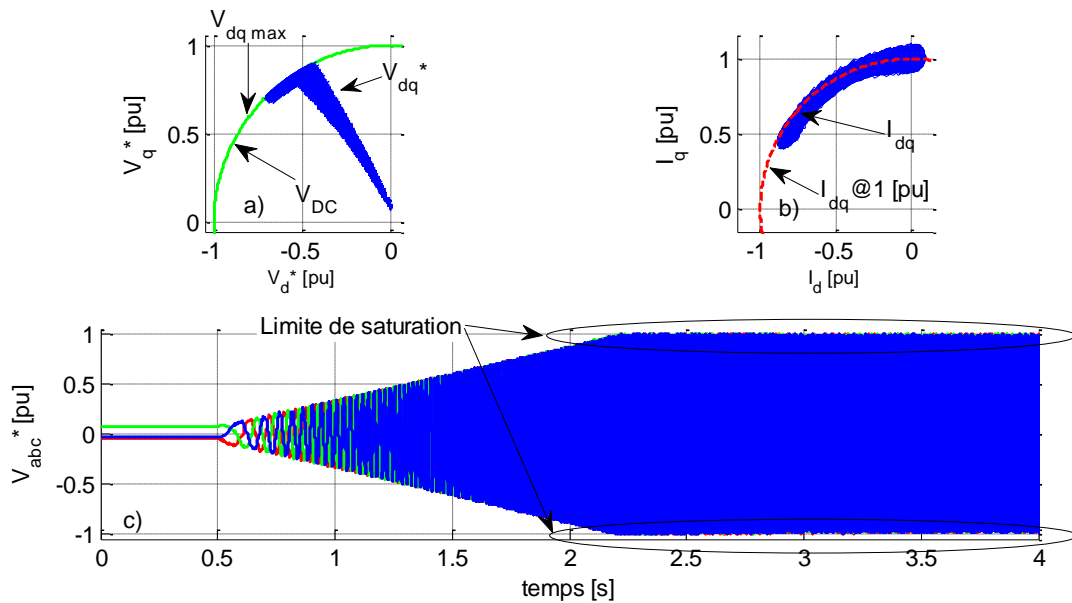


Figure 105 Résultats expérimentaux utilisant la stratégie de contrôle à tension homopolaire nulle associée à la stratégie « Z SVM » : tension de référence dans l'espace dq ; courant mesuré et filtré dans l'espace dq ; tension de référence dans l'espace naturel

4.3.2.2. Stratégies de contrôle à courant homopolaire nul ($\langle I_h \rangle = 0$)

Du fait des résultats présentés dans le paragraphe précédent, une stratégie à courant homopolaire nul semble plus appropriée du point de vue des paramètres du prototype étudié. Ainsi, dans le paragraphe 3.2.2.5 deux stratégies sont proposées. En ce qui suit, nous allons présenter les résultats expérimentaux obtenus avec la première commande, où l'amplitude de la composante homopolaire de tension de référence est prise en compte pour éviter la saturation en tension de l'onduleur.

Dans ce cas, la stratégie de pilotage de l'onduleur ne peut plus être la « Z SVM » car les références des tensions ne sont plus uniquement dans le sous-espace de tension de la machine principale. On choisit comme stratégie de pilotage de l'onduleur la stratégie « 3 Niveaux SM » qui offre un bon compromis entre le taux de courant homopolaire de haute fréquence et les pertes par commutation.

En effet, l'utilisation de la stratégie « 3 Niveaux SM » permet l'accès dans tout l'espace de tension de l'onduleur, représenté par le cube. Pour éviter la saturation, les deux tensions de référence dans les deux sous-espaces (dq et homopolaire) doivent être prises en compte de façon couplée. Les tensions de référence sont issues des asservissements des courants qui sont composés par des correcteurs PI avec de la compensation de fem à vide.

Le principe de la stratégie de contrôle de la machine est basé sur la priorité en tension pour la machine homopolaire. En ce sens les références en tension de la machine fictive principale dépendent de celles de la machine fictive homopolaire. Cela permet de garantir un courant homopolaire nul indépendamment des consignes pour la machine principale. On rappelle ainsi que, sur l'hypothèse d'un unique harmonique dans chaque sous-espace fictif de tension (harmonique fondamental et harmonique trois respectivement), le développement présenté dans le paragraphe 3.2.2.5 montre que la tension maximale accessible dans le sous-espace de tension principal peut être décrite en fonction de la tension bus et de l'amplitude de la tension homopolaire de référence.

Utilisant cette stratégie de contrôle, les résultats sont présentés dans la Figure 106 et la Figure 107. L'essai est réalisé dans les mêmes conditions que dans le cas précédent. Un couple qui amène à la même référence de courant en régime MTPA est utilisé. La rampe de vitesse imposée par la machine de charge augmente de zéro à $t=0.5$ s à approximativement $1.5 pu$ (250 rad/s) à $t=3$ s. On remarque que, jusqu'avant le passage en mode de défluxage, le module de tension de référence dans le repère dq augmente proportionnellement avec la vitesse (Figure 106 b)). En régime de fluxage, la gestion de la saturation de l'onduleur adapte la tension maximale accessible dans l'espace de tension dq (Figure 106 c) et Figure 107 – plan V_{dq}) en fonction de la valeur efficace de la tension de référence homopolaire (Figure 106 d)).

On remarque que l'harmonique trois de courant est inférieur par rapport au cas précédent ($V_h=0$). Étant donné que l'asservissement du courant homopolaire est basé sur un PI avec une bande passante limitée accompagné d'une compensation de fem, un courant de rang trois est susceptible d'apparaître dans le cas où la compensation de la fem n'est pas réalisée de manière idéale. En ce sens, en analysant la tension homopolaire de référence (Figure 106 d)) on remarque que trois étapes sont identifiables.

La première étape commence à $t=0.5$ s et est une étape transitoire sur la détection de l'amplitude maximale de la tension de référence de rang trois. On rappelle que la détection de l'amplitude de la tension homopolaire de référence est réalisée à base d'un générateur de signal en quadrature (Annexe 6.1). Pendant ces instants on remarque que l'asservissement homopolaire essaye principalement de compenser les non linéarités de l'onduleur (notamment les tensions à l'état passant, les chutes résistives et les temps morts). Ensuite, les phénomènes liés à la non linéarité de l'onduleur qui sont associés à une tension de rang trois sont injectés par l'onduleur et coïncident avec la fem homopolaire de la machine. On remarque ainsi que la somme de la sortie du PI avec la sortie effectuant la compensation de la fem homopolaire est conséquemment quasiment nulle car la tension injectée par l'onduleur suffit pour compenser la fem homopolaire de la machine.

Dans la deuxième étape de $t=1.5$ s à $t=2.25$ s, les non linéarités de l'onduleur deviennent négligeables devant la fem homopolaire qui a augmenté proportionnellement avec la vitesse. Ainsi, la sortie d'asservissement du courant homopolaire n'est plus nulle, compensant, dans une certaine mesure, la fem homopolaire.

La dernière étape $t=2.25$ s à $t=3$ s est caractérisée par le fonctionnement en défluxage. Dans cette étape, un courant négatif sur l'axe d est injecté (Figure 106 a)). Comme vu dans le cas de fonctionnement à $V_h=0$, cette étape est caractérisée par la saturation magnétique de la machine et le changement de la fem homopolaire. On remarque ainsi que l'amplitude en tension de la sortie de l'asservissement du courant homopolaire est plus importante (voir le changement de pente sur l'enveloppe du signal V_h^* dans la Figure 106 d)).

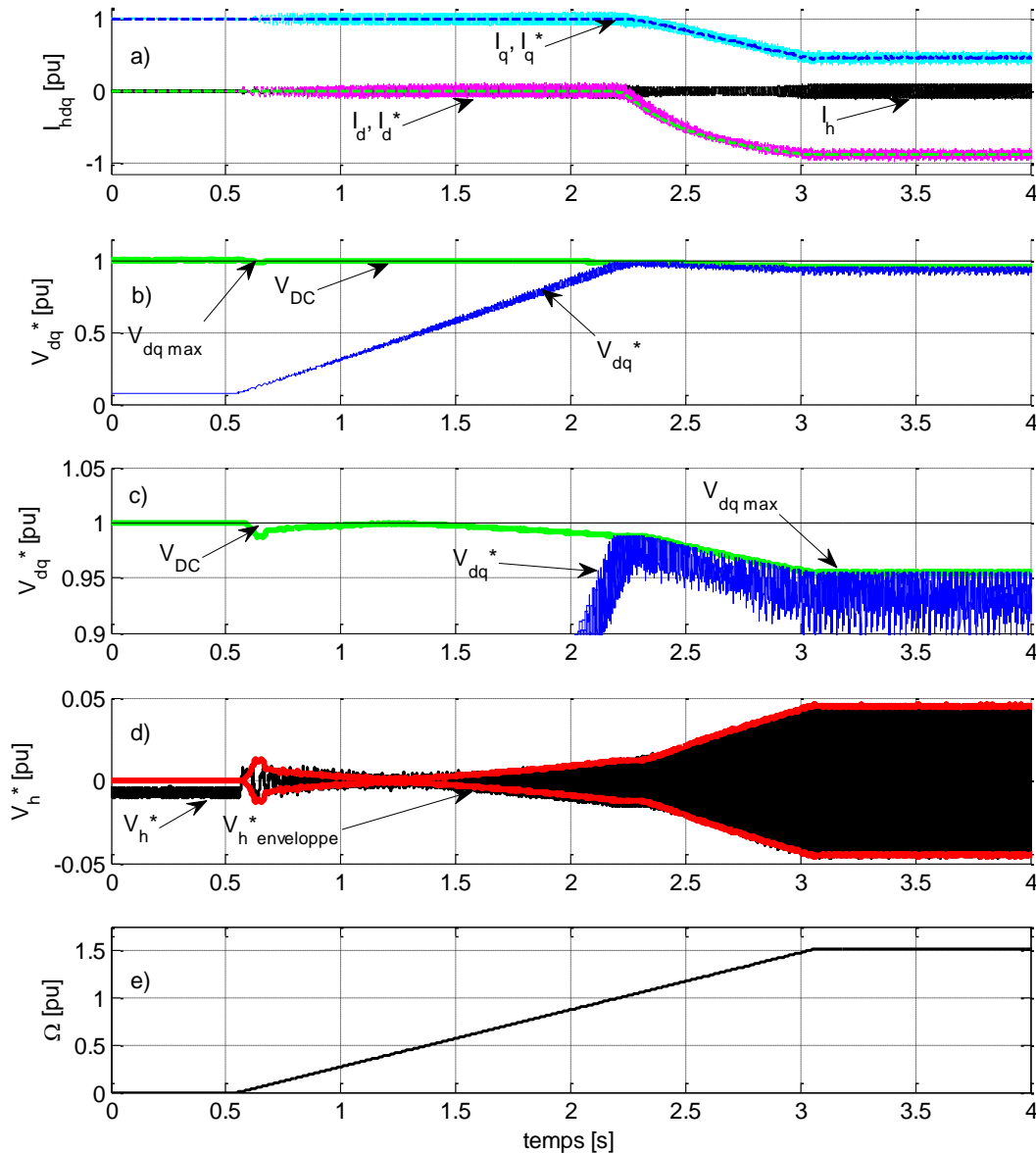


Figure 106 Résultats expérimentaux utilisant la stratégie de contrôle à courant homopolaire nul associé à la stratégie « 3 Niveaux SM » : a) courants (filtrés) dans le repère de Park ; b) et c) tension de référence dans l'espace dq ; d) tension de référence dans l'espace homopolaire ; e) vitesse mécanique

Par rapport à la stratégie à tension homopolaire nulle ($V_h=0$), la prise en compte de la tension homopolaire de référence a diminué la tension maximale accessible de la machine principale d'environ 5% (Figure 106 c)). En conséquence, le courant de défluxage I_d est plus important dans ce cas (à l'analyse de la Figure 104 a) et de la Figure 106 a) on relève une augmentation de 10% pour le module de courant sur l'axe d).

Revenant dans l'espace de tension naturel (Figure 107 - V_{abc}) on constate que le fonctionnement à la limite de saturation n'est plus réalisé. Cela est normal car, en fait, pour assurer ce fonctionnement, la phase relative entre l'harmonique fondamental et l'harmonique trois des tensions de référence joue un rôle important. Pour cette raison, dans le cadre du paragraphe 3.2.2.5, une deuxième stratégie de contrôle a été développée. Cette stratégie, plus complexe du point de vue de l'implémentation matérielle, utilise l'information relative à l'amplitude et la phase de l'harmonique trois par rapport au

fondamental. Les résultats expérimentaux concernant cette deuxième stratégie de contrôle à courant homopolaire nul sont développés ci-après.

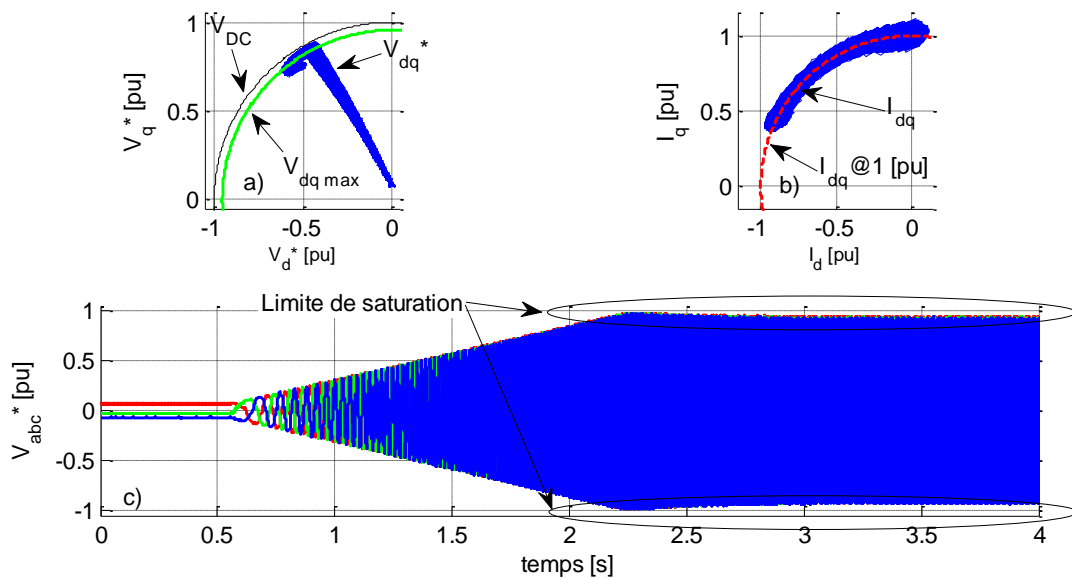


Figure 107 Résultats expérimentaux utilisant la stratégie de contrôle à courant homopolaire nul associée à la stratégie « 3 Niveaux SM » : tension de référence dans l'espace dq ; courant mesuré et filtré dans l'espace dq ; tension de référence dans l'espace naturel

La machine homopolaire est considérée prioritaire concernant l'alimentation en tension due à la contrainte imposée sur le courant homopolaire qui doit être nul. Côté machine principale (dq), la problématique se réduit alors à trouver la tension maximale qui satisfait un fonctionnement à la limite de saturation de l'onduleur, compte tenu de l'amplitude et la phase relative entre les composantes harmoniques fondamental et de rang trois. Ainsi, dans le paragraphe 3.2.2.5, il est montré qu'une solution analytique est assez complexe et n'est pas appropriée pour la mise en œuvre sur une plate-forme en temps réel. Une solution numérique hors ligne est alors préférée. La solution numérique est accompagnée par le module de détection de l'amplitude et de la phase relative présentés dans l'annexe 6.1.

L'aspect de la saturation de l'onduleur ainsi mis en exergue dans nos travaux apparaît également, d'une manière assez originale, dans un autre travail récent [20] où une structure à phases indépendantes alimentée par deux sources de tension, une batterie et une capacité, utilise la composante homopolaire de courant pour gérer la saturation en tension de l'onduleur et éviter le fonctionnement en défluxage. L'originalité du travail consiste à utiliser un courant homopolaire qui permet de charger la capacité, tout en augmentant la tension accessible et en permettant le fonctionnement à haute vitesse de la machine. Ainsi, une composante homopolaire de tension est associée à la composante fondamentale sur une contrainte de tension maximale. Un aspect de couplage entre les deux harmoniques est mis en évidence pour un déphasage relatif égal à zéro, entre les deux formes d'onde.

La procédure de validation de cette deuxième stratégie à courant homopolaire nul est identique à celle du cas précédent où les déphasages n'étaient pas pris en compte. Une référence de couple est

imposée pour que le courant sur l'axe q corresponde au courant nominal. La rampe de vitesse démarre à $t=0.5$ s et finit à $t=3$ s.

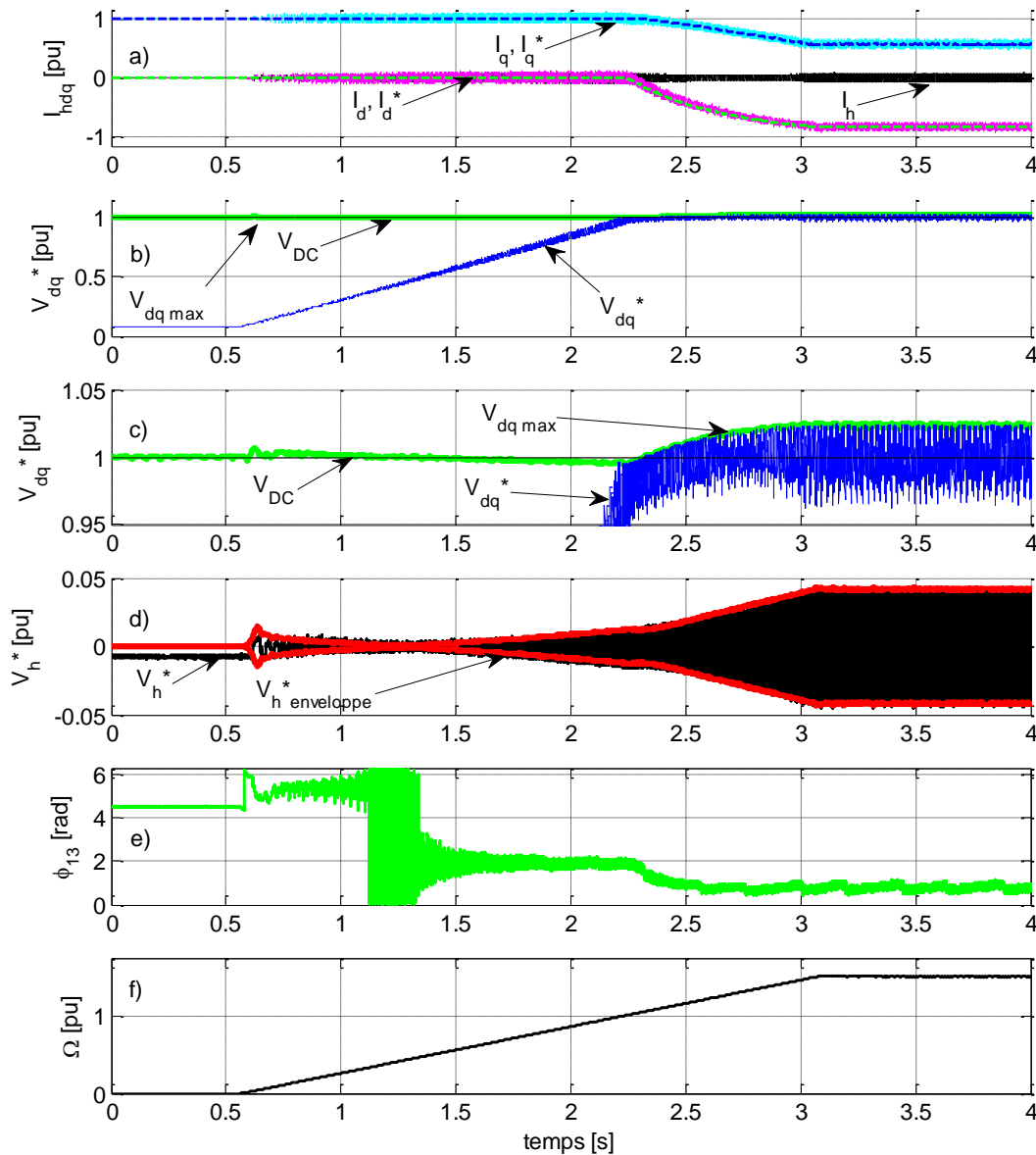


Figure 108 Résultats expérimentaux utilisant la stratégie de contrôle à courant homopolaire nul avec prise en compte de la phase relative ϕ_{13} et associée à la stratégie « 3 Niveaux SM » : a) courants (filtrés) dans le repère de Park ; b) et c) tension de référence dans l'espace dq ; d) tension de référence dans l'espace homopolaire ; e) vitesse mécanique

Pendant le fonctionnement en régime MTPA, le contrôle de la machine reste identique comme vue dans le cas de la première commande à courant homopolaire nul. En regardant la Figure 108 d) on retrouve les mêmes allures sur la tension de référence homopolaire.

Dans le cadre de cette stratégie de contrôle, nous bénéficions d'une information supplémentaire : la phase relative entre l'harmonique fondamental et l'harmonique trois des tensions de référence. À l'examen de la Figure 108 e) on remarque que la phase relative ϕ_{13} commence à une valeur approximative de $5\pi/3$ (5.23). Après le passage par zéro de la tension homopolaire de référence, la phase se retrouve à une valeur approximative égale à $2\pi/3$ (2.1). On constate ainsi que la phase se

déplace de π rad, ce qui est en cohérence avec les phénomènes sur la tension de référence homopolaire décrits dans le cadre de la première stratégie de contrôle à courant homopolaire nul.

Pendant le fonctionnement en défluxage, la phase relative entre les deux harmoniques un et trois (Figure 108 e)) est prise ne compte pour réaliser l'adaptation de la tension maximale. Entre le moment où le fonctionnement en défluxage débute et la fin de la rampe de vitesse, la phase a varié de $5\pi/12$. Le fonctionnement à la limite de la saturation de l'onduleur est assuré (Figure 109 – V_{abc}). On remarque ainsi qu'une tension de 2.4% plus grande que la tension bus est possible pour la composante fondamentale. Nous sommes dans ce cas en fonctionnement en surmodulation en tension, la surmodulation étant assurée par la tension de référence de rang trois nécessaire pour contrôler le courant homopolaire. En vue de cette augmentation de la limite de tension dans le plan dq (Figure 108 c) et Figure 109 – plan V_{dq}), le courant de défluxage est légèrement inférieur par rapport à la stratégie $V_h=0$ et sensiblement inférieur par rapport à la stratégie à courant homopolaire nul présentée dans le paragraphe antérieur.

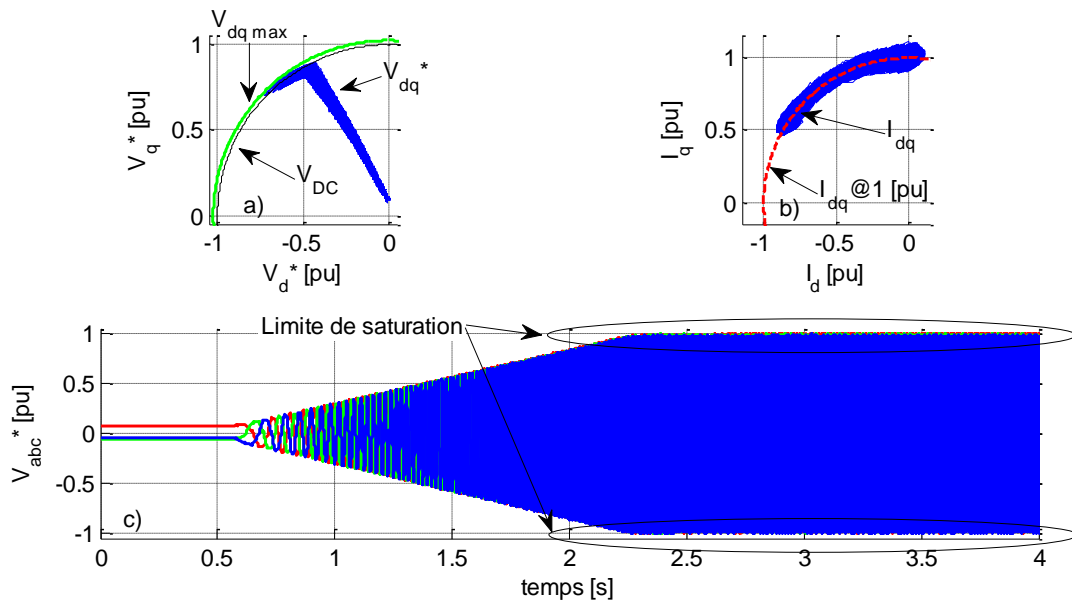


Figure 109 Résultats expérimentaux utilisant la stratégie de contrôle à courant homopolaire nul avec prise en compte de la phase relative ϕ_{13} et associée à la stratégie « 3 Niveaux SM » : tension de référence dans l'espace dq ; courant mesuré et filtré dans l'espace dq ; tension de référence dans l'espace naturel

Dans l'exemple présenté, on retient que la prise en compte de la phase lorsqu'un fonctionnement en régime de défluxage permet une augmentation du fondamental de tension disponible de 2.4% par rapport à une réduction de 5% dans le cas de la première stratégie à courant homopolaire nul.

4.3.2.3. Comparaison des stratégies de contrôle sur une plage de vitesse

En vue de leurs implémentations et fonctionnement, les trois stratégies de contrôle de la machine à trois phases indépendantes sont très différentes.

La stratégie à tension homopolaire nulle bénéficie de la simplicité d'implémentation. En fait, par rapport à une structure de contrôle – commande d'une machine triphasée à neutre isolé un changement simple intervient pour prendre en compte l'éventuelle circulation d'un courant

homopolaire. Ce courant homopolaire demande en grande partie des paramètres de la machine, notamment le rapport entre la fem homopolaire et l'inductance homopolaire.

Du point de vue de la qualité de couple, des pulsations risquent d'apparaître si la machine est conçue avec une fem homopolaire non négligeable. Il est possible ainsi, à partir d'une mesure de couple ou sur la base d'un modèle élaboré, de compenser ces perturbations utilisant la machine fictive principale, mais la commande risque de se complexifier.

D'un autre point de vue, cette stratégie de contrôle peut être associée avec la stratégie de pilotage de l'onduleur « Z SVM » qui permet une modulation en tension utilisant des vecteurs avec une composante homopolaire instantanément nulle. Le courant homopolaire haute fréquence est ainsi fortement réduit (voir 4.3.1.4).

On peut conclure que la stratégie $V_h=0$ est intéressante lorsque les paramètres de la machine sont caractérisés par une inductance homopolaire faible et la fem homopolaire est suffisamment faible pour ne pas générer un couple pulsatoire gênant. L'enveloppe couple – vitesse, la puissance mécanique et la puissance électrique (coté DC) sont indiquées dans la Figure 110.

En comparaison avec la stratégie $V_h=0$, les stratégies à courant homopolaire nul ne bénéficient plus de l'utilisation de la modulation à tension instantanément nulle. Dans ce cas, pour minimiser le courant homopolaire de haute fréquence les paramètres de la machine homopolaire jouent un rôle de filtre. On retient alors que ces stratégies sont plutôt censées être utilisées avec une machine qui comporte une inductance homopolaire qui permet d'avoir une constante de temps suffisamment élevée par rapport à la période de modulation choisie.

On s'attend à ce qu'une fem de rang trois importante réduise les performances pour la première stratégie à courant homopolaire nul. En revanche, dans le cas de la deuxième stratégie présentée, les performances peuvent augmenter en fonction de la phase relative entre le fondamental et l'harmonique trois de tension. Concernant le prototype étudié, les résultats de ces deux stratégies sont exposés dans la Figure 110.

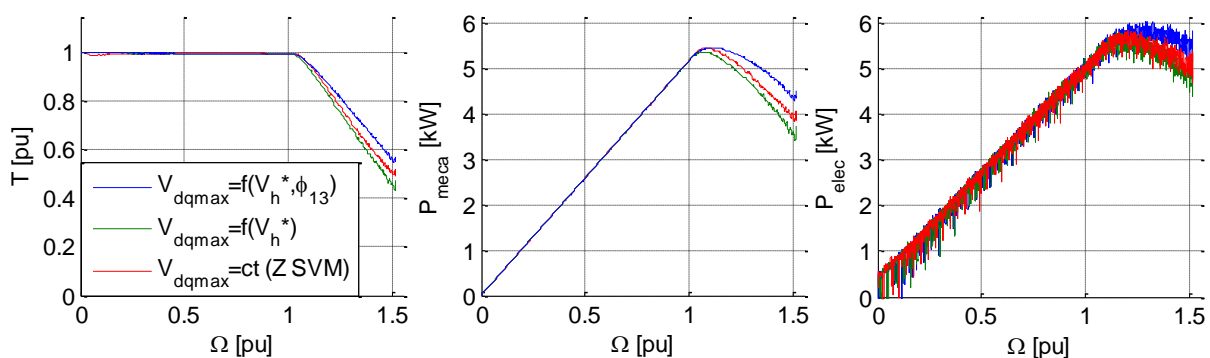


Figure 110 Comparaison des stratégies de contrôle

À l'examen de la Figure 110, on remarque la prise en compte de la phase relative ϕ_{13} à un impact positif sur l'enveloppe couple – vitesse. Cette stratégie utilise le moins de courant pour assurer le fonctionnement en défluxage, qui, dans le cas de cette stratégie, coïncide avec un fonctionnement à la limite de saturation de l'onduleur.

La stratégie à tension homopolaire nulle permet également un fonctionnement à la limite de saturation pendant le défluxage. Considérant une contrainte de pertes Joule données et pour les paramètres du prototype SOFRACI, cette stratégie a des performances inférieures du fait de la présence du courant homopolaire qui intervient dans la saturation du courant sur l'axe q , courant responsable avec la génération du couple dans une machine à pôles lisses.

La prise en compte uniquement de l'amplitude de l'harmonique trois de tension de référence permet une relative simplification de l'algorithme de commande, mais pendant le fonctionnement en défluxage, le fonctionnement à la limite de saturation n'est plus assuré. Ainsi, l'action de défluxage est plus prononcée et l'effet de cela est une limitation supplémentaire sur le courant I_q .

4.4. Résumé – conclusions

Dans ce chapitre nous avons traité l'implémentation et la validation des stratégies proposées dans les chapitres 2 et 3. Un système de prototypage rapide est utilisé pour l'implémentation des algorithmes de contrôle – commande. Ensuite, la validation des algorithmes a été réalisée sur une machine synchrone à aimants permanents (prototype SOFRACI) alimentée par l'onduleur à six bras.

L'implémentation des algorithmes de contrôle – commande a été divisée en deux parties pour prendre en considération la présence des deux environnements de programmation mis à disposition par le système de prototypage rapide.

Le premier environnement, à base d'un FPGA avec une précision temporelle élevée (10 ns) et un temps de calcul des algorithmes réduit, est ainsi très adapté à l'implémentation des stratégies de pilotage de l'onduleur. En utilisant cet outil, l'algorithme vectoriel de pilotage de l'onduleur (Z SVM) bénéficie d'un temps d'exécution de 0.22 μ s et permet ainsi une utilisation similaire aux stratégies intersectives, sans retards pénalisants ajoutés.

Le deuxième environnement, à base d'une plate-forme multi-core Intel, accueille les stratégies de contrôle aux valeurs moyennes avec les asservissements de courant. On retrouve dans cet environnement la stratégie de fonctionnement en régime MTPA et en régime de défluxage. Ces stratégies sont associées avec celles de la machine fictive homopolaire, où un fonctionnement à courant nul ou à tension nulle a été étudié.

Quatre stratégies de pilotage de l'onduleur ont été validées expérimentalement. On retient alors que la stratégie vectorielle (Z SVM) présente la solution optimale au sens des hautes fréquences, comme prévu par la théorie développée dans le chapitre 2. Un taux d'atténuation moins important est obtenu en utilisant les stratégies intersectives de type « 3 Niveaux ». En revanche, dans ce cas, un contrôle sur la composante basse fréquence du courant homopolaire est possible, compensant la fem homopolaire et les imperfections de l'onduleur. Les pulsations de rang 6 du couple sont ainsi annulées.

Trois stratégies de contrôle en défluxage sont validées expérimentalement. Parmi les trois, deux permettent un fonctionnement à la limite de saturation de l'onduleur. Ce fonctionnement est associé avec une meilleure performance en couple à courant efficace donné. Ainsi, en rapport avec la stratégie utilisée pour la machine fictive homopolaire et les paramètres du prototype étudié, on

retient le fait qu'un fonctionnement à courant homopolaire nul offre une enveloppe couple-vitesse plus étendue.

5. Conclusions générales et perspectives

Ces travaux ont apporté une contribution à la problématique de l'alimentation d'une machine à trois phases indépendantes par un onduleur de tension à 6 bras. Ainsi, la thèse a été divisée en quatre parties chacune ponctuée par une conclusion.

Tout d'abord, un état de l'art a permis de positionner notre travail. En fait, la structure à trois phases indépendantes a initialement été étudiée en termes de solutions possibles apportées en mode de défaut. Dû au nombre élevé d'éléments d'électronique de puissance et à la nécessité d'une reconfiguration de la commande en mode défaut, cette structure a été classée comme moins intéressante parmi les topologies tolérantes aux pannes. Grâce à la fonctionnalité de recharge rapide de la batterie, l'utilisation d'une topologie triphasée à phases indépendantes devient une solution économiquement viable. Dans ce contexte, l'étude des stratégies de pilotage de l'onduleur et celle des stratégies de contrôle-commande ont fait l'objet du développement proposé dans le chapitre 2 et le chapitre 3 et validées expérimentalement dans le chapitre 4.

Il a été mis en évidence que cette structure est sensible aux paramètres de la machine pour ce qui est de l'apparition de courants parasites aux fréquences de MLI. Pour certains paramètres, des solutions ont été aussi apportées en proposant différentes stratégies de pilotage de l'onduleur dont une stratégie originale dite Z SVM permettant d'annuler le courant homopolaire haute fréquence.

Par ailleurs, l'impact sur le couple et les pertes Joule de l'entraînement électrique a été aussi analysé sur toute la plage de vitesse. Dans la plage basse vitesse, les gains potentiels sont faibles et on retiendra que les techniques classiques d'injection d'harmonique 3 sont à revoir, d'où une proposition de commande spécifique dite PTHI (Progressive Third Harmonic Injection). Dans la plage haute vitesse, en défluxage, les précautions à prendre pour la commande se montrent plus fortes du fait de la nécessité de gérer la saturation d'un onduleur alimentant deux systèmes électriques de dynamiques très différentes et qui de plus se couplent entre eux si la limite de la saturation en tension est atteinte. Des stratégies, dont la plus performante est basée sur la gestion simultanée des harmoniques 1 et 3 des tensions, ont été alors proposées et implantées sur des systèmes temps réel à base de composants de type FPGA, afin d'utiliser au mieux, au sens énergétique, la source de tension.

Une perspective de nos travaux à court terme concerne l'analyse de la structure à trois phases indépendantes en fonctionnement en mode dégradé. Suite aux travaux de techniques de détection des défauts menés par Fabien Meinguet [135], l'étude de la reconfiguration et de la commande en mode défaut permettra d'étendre la fonctionnalité en mode traction d'une structure à trois phases indépendantes.

Un autre prolongement des travaux concerne la synthèse d'algorithmes plus performants pour réduire les pulsations de couple et également afin de pouvoir gérer dans les espaces (h et dq), des consignes de courants variables, notamment pour la voie homopolaire.

Ces travaux pourraient être transposés pour l'élaboration de la gestion de la saturation de l'onduleur pour des entraînements électriques à 5 et 7 phases en structures phases non couplées (« open-winding ») avec présence de courant homopolaire.

A long terme, on rappellera que le modèle de dimension trois de l'onduleur, s'il est simple et visuel, ne constitue pas un modèle intrinsèque de l'onduleur tel que développé dans les travaux précédents

de l'équipe Commande du L2EP et mérite alors d'être enrichi. Un tel modèle intrinsèque demanderait en effet un espace de dimension 6. Il permettrait de traiter des modèles plus complets de l'entraînement électrique tels que celui qui a été introduit pour exemple dans le chapitre 2 en considérant des capacités parasites. En effet, les trois dimensions qui ont été omises dans le choix du modèle de l'onduleur concernent les composantes de tensions qu'on pourrait qualifier de tensions de mode commun par comparaison au mode différentiel. Ce dernier mode est bien celui qui a été considéré implicitement dans les travaux présentés puisque dans le modèle de la machine avec trois bobines et sans capacités parasites, seules les différences de tension aux bornes de chaque phases peuvent avoir un effet. L'objectif de l'introduction d'un modèle avec des capacités parasites qui permettent à un courant de circuler en cas d'application de tension de mode commun, était de mettre en évidence l'existence de ce champ futur d'investigations qui nécessite par ailleurs une élaboration de modèles plus fins de la machine.

Une dernière perspective concerne l'étude des structures à trois phases multiniveaux afin de réduire les contraintes sur les interrupteurs de puissance. On notera d'ailleurs les similitudes fortes entre la structure SOFRACI et les topologies MMC (Modular Multilevel Converter).

6. Annexes

6.1. Module SOGI (Second Order Generalized Integrator)

Sur l'hypothèse que la grandeur de tension homopolaire de référence est purement sinusoïdale, nous avons :

$$v_h^* = \hat{V}_h^* \sin(3\omega_e t + \phi_{13}) \quad (70)$$

Dans ce cas, la valeur efficace de la tension homopolaire de référence est égale à $\frac{\hat{V}_h^*}{\sqrt{2}}$. Il suffit de déterminer la valeur crête pour pouvoir calculer la valeur efficace.

En ce sens, la structure développée en [111] permet, à partir d'un signal d'entrée, de calculer en sortie deux signaux en quadrature utilisant un intégrateur d'ordre deux généralisé (SOGI). La structure est présentée dans la Figure 111.

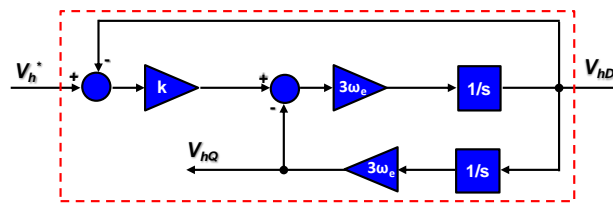


Figure 111 SOGI – Second Order Generalized Integrator

$$D(s) = \frac{V_{hD}(s)}{V_h^*(s)} = \frac{k\omega' s}{s^2 + k\omega' s + \omega'^2} \quad (71)$$

$$Q(s) = \frac{V_{hQ}(s)}{V_h^*(s)} = \frac{k\omega'}{s^2 + k\omega' s + \omega'^2}, \quad \text{avec } \omega' = 3\omega_e$$

Les paramètres k et ω' sont l'amortissement et la fréquence de résonance du SOGI. La Figure 112 présente les caractéristiques du diagramme de Bode pour les deux signaux en quadrature pour un amortissement k égal à un.

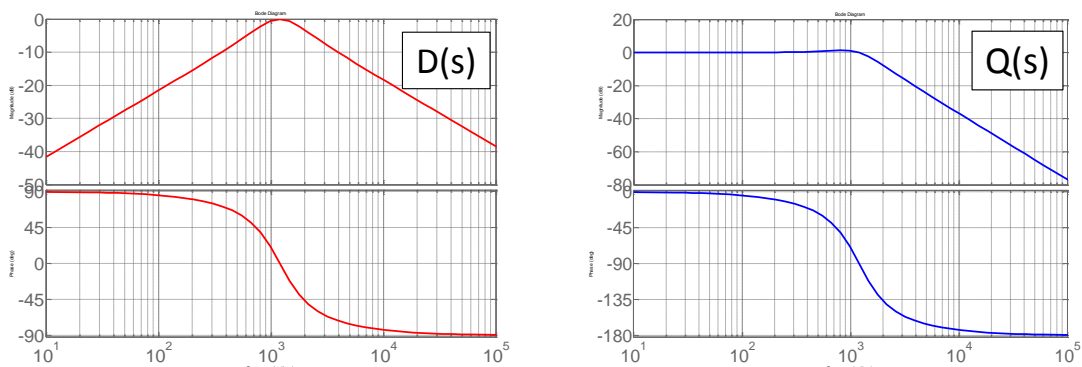


Figure 112 Représentation graphique de Bode pour les signaux de sortie du SOGI

Si le signal d'entrée est sinusoïdal avec une fréquence ω , il peut être exprimé dans une forme vectorielle grâce aux deux composantes en quadrature. Ainsi, l'amplitude du vecteur est facilement

retrouvée (Figure 113). On remarque ainsi qu'à partir d'une grandeur unidimensionnelle, nous avons construit un système tournant.

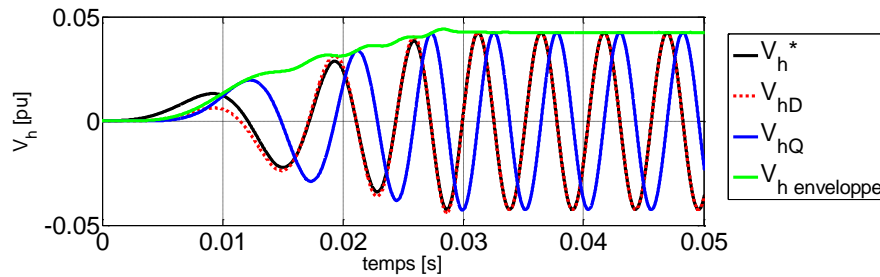


Figure 113 Exemple de l'implémentation de SOGI dans le cas de la détection de l'amplitude de la tension homopolaire

Conformément à [111], une précaution est nécessaire concernant les valeurs des fréquences de résonance ω' et la valeur ω du signal d'entrée. Dans le cas où celles-ci ne sont pas identiques, des erreurs en amplitude (et en phase) sur le nouveau vecteur sont présentes et les expressions réelles des signaux de sortie en quadrature deviennent :

$$V_{hD}^* = D(s)V_h^*(s) \begin{cases} |D(s)| = \frac{k\omega\omega'}{\sqrt{(k\omega\omega')^2 + (\omega^2 - \omega'^2)^2}} \\ \angle D(s) = \tan^{-1}\left(\frac{\omega'^2 - \omega^2}{k\omega\omega'}\right) \end{cases} \quad (72)$$

$$V_{hQ}^* = Q(s)V_h^*(s) \begin{cases} |Q(s)| = \frac{\omega'}{\omega}|D(s)| \\ \angle Q(s) = \angle D(s) - \frac{\pi}{2} \end{cases}$$

où ω' représente la fréquence de résonance appliquée au SOGI et ω la fréquence de résonance du signal d'entrée.

Les deux signaux en quadrature sont utilisés également pour la détection de la phase relative entre l'harmonique un et l'harmonique trois. Le schéma bloc est représenté dans la Figure 114. Une première étape est d'appliquer une transformation de rotation aux grandeurs en quadrature issues du module SOGI. Ainsi, la composante homopolaire est attachée à un repère tournant de pulsation $3p\theta_m$. L'angle du déphasage relatif entre l'harmonique un et trois est déterminé à partir de ce nouveau repère pour la composante homopolaire et les tensions de référence dans le repère dq .

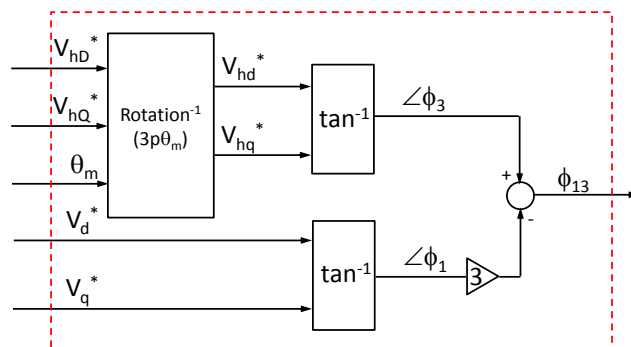


Figure 114 Schéma bloc pour le calcul du déphasage relatif entre l'harmonique un et l'harmonique trois

6.2. Prototype SOFRACI

Dans le cas de la maquette utilisée (le prototype à puissance réduite) les caractéristiques en mode traction sont les suivantes :

- Puissance de sortie crête de 15 kW entre 3 000 et 12 000 tr/min.
- Couple de sortie crête de 50 Nm entre 0 et 3 000 tr/min.
- Puissance de sortie permanente de 10 kW entre 3 000 et 12 000 tr/min.
- Couple de sortie permanent de 29 Nm entre 0 et 3 300 tr/min.
- Refroidissement par ventilation forcée, température ambiante inférieure à 55°C.
- Rendement au-dessus de 92% sur une large plage couples/ vitesses.
- Tension du Bus continu : 900V± 20V
- Tension alternative simple par phase : 560 V AC
- Courant alternatif, valeur efficace maximum : 15 A
- Tension simple alternative max (à 12 720 tr/min): 1850V AC
- Tension simple crête max (à 12 720 tr/min): 2600 V
- IP55 (sortie câbles IP20)
- Dimensions : tôles stator : 145mm, longueur de fer : 100mm, poids : 20 kg

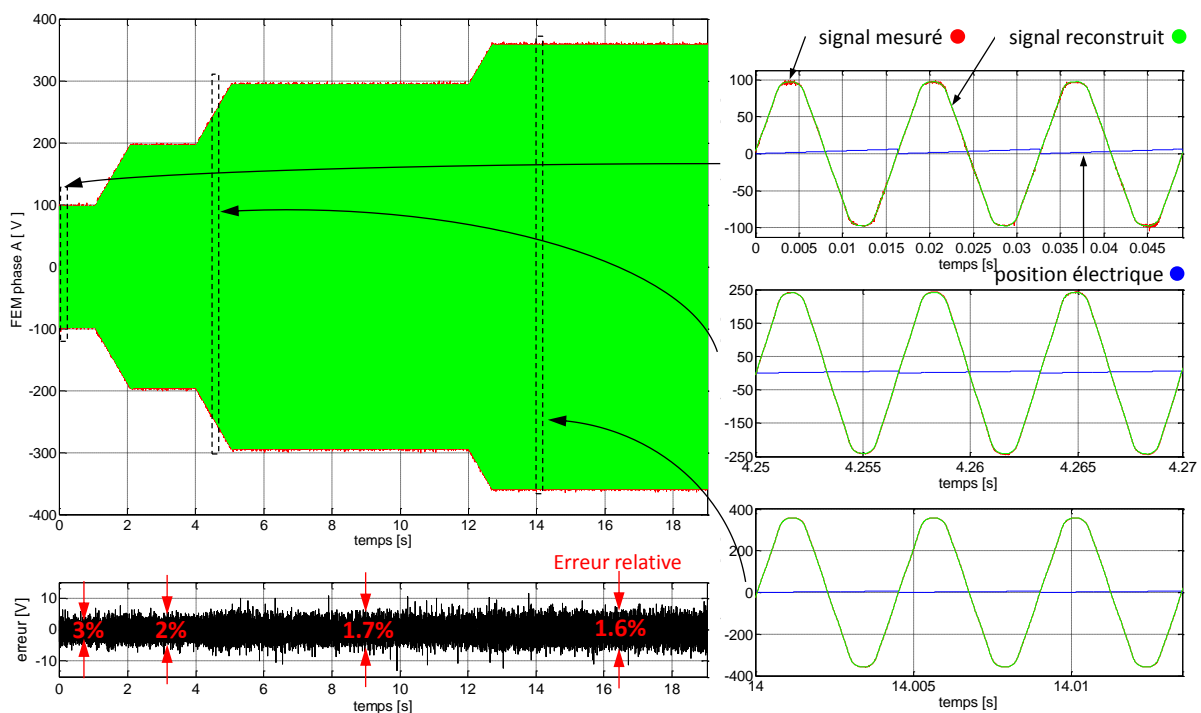


Figure 115 Relevés de fem à vide, mesurée et reconstruite

En complément de la fiche technique, la Figure 115 présente la mesure de la fem à vide de la phase α pour plusieurs paliers de vitesse de rotation : 100 rad/s, 200 rad/s, 300 rad/s, 350 rad/s. Cette mesure est accompagnée par la fem reconstruite à partir de l'analyse spectrale présentée dans la Figure 116 réalisée pour une vitesse mécanique de 300 rad/s.

La Figure 116 est divisée en deux parties, caractérisant l'espace de la machine principale et homopolaire. Concernant la machine principale, l'amplitude des harmoniques 5 et 7 est inférieure à 2% par rapport à l'harmonique fondamental. Néanmoins, aux vitesses élevées, les tensions induites par ces harmoniques ne seront plus négligeables par rapport à la tension du bus continu. Pour la

machine fictive homopolaire, l'harmonique fondamental est représenté par l'harmonique trois avec un taux de 2.4% par rapport à l'harmonique 1. On remarque que les harmoniques de rang 9 et 15 peuvent être considérées négligeables devant les harmoniques de la machine principale. Par contre, rapportées à l'harmonique trois, leur taux est égal à 4.1% et 1%. Les tensions induites à haute vitesse ne sont plus négligeables pour l'espace de tension homopolaire.

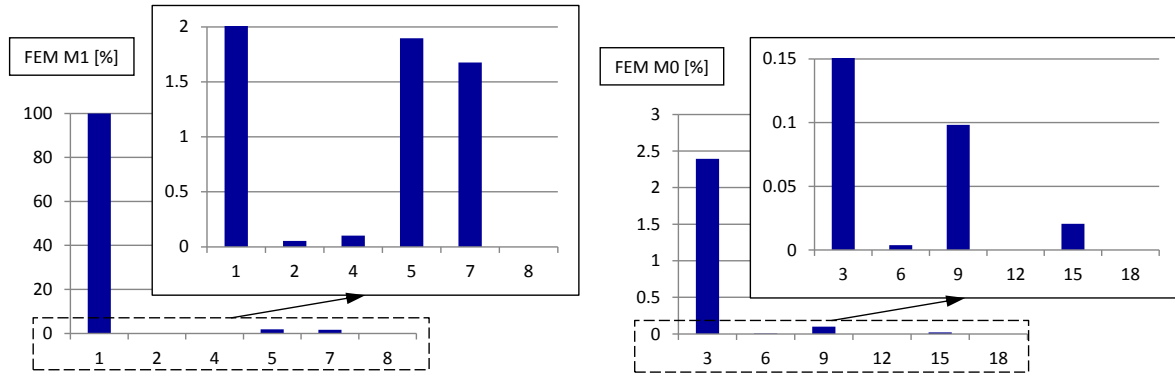


Figure 116 Analyse spectrale des harmoniques dans la fem à vide regroupés par machines fictives

La Figure 117 présente les valeurs moyennes des inductances sur les axes d et q du repère rotorique. Les mesures sont réalisées utilisant le développement proposé en [127]. La méthode consiste à utiliser un contrôle de courant par hystérésis pendant que le rotor est bloqué. Un échelon de courant est appliqué à une des composantes (d ou q) pendant que l'axe en quadrature est contrôlé à courant nul. À partir de la mesure de courant, le temps de montée est identifié et utilisé pour déterminer les inductances dans le repère rotorique. Les mesures des inductances ont été réalisées pour plusieurs amplitudes de courant nominal qui prennent des valeurs entre 0.2 à 0.8 pu.

On remarque que les deux valeurs moyennes des inductances sont quasi égales (machine à pôles lisses) mais souffrent d'un effet de saturation important avec une variation de 35% sur la plage de courant utilisée pour ces mesures.

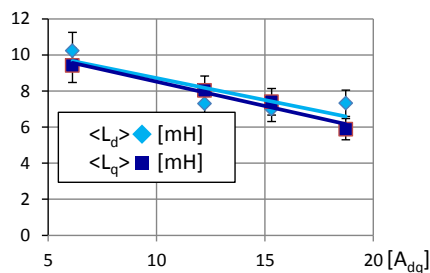


Figure 117 Valeurs moyennes des inductances dans le repère rotorique

Concernant l'inductance homopolaire, celle-ci a été mesurée utilisant le développement proposé dans [79]. Pour cela, la machine a été couplée en triangle et entraînée à 3500 trs/min. Sur l'hypothèse que la machine fictive homopolaire possède uniquement une composante de rang trois, on déduit que :

$$L_h = \frac{1}{2\pi 3f} \sqrt{\left(\frac{V_{eff}}{I_{eff}}\right)^2 - R_s^2} \quad (73)$$

On obtient ainsi la valeur de l'inductance homopolaire égale à $L_h=0.346$ mH.

6.3. Stratégies de contrôle hors défluxage – optimisation de l'espace courant

Différentes stratégies pour l'augmentation du couple moyen sont étudiées :

- i. en conservant la commande dans la machine principale mais sans contrainte sur les pulsations de couple générées.
- ii. en annulant les pulsations de couple et en maximisant le ratio couple par ampère efficace.
- iii. en annulant les pulsations de couple et en maximisant le ratio couple par ampère crête.

i.) La partie 3.1.1 a présenté les notions liées à la production du couple de la machine fictive homopolaire. La circulation dans la machine du courant homopolaire combinée avec l'existence d'une fem homopolaire peut produire un couple caractérisé par une composante constante et une composante pulsatoire.

Sans une contrainte sur les pulsations du couple, le couple développé par la composante homopolaire s'ajoute au couple fourni par la machine principale. Ainsi, un contrôle habituel est conservé pour la machine fictive principale, dans le référentiel dq avec des références constantes. Les seuls changements seront appliqués sur la structure de commande de la machine homopolaire.

Du point de vue de la commande, la composante continue la plus grande pour le couple homopolaire est obtenue quand le courant homopolaire est en phase avec la fem homopolaire, cela quelle que soit la phase de la fem homopolaire par rapport à la fem du fondamental. Dans ce cas, la stratégie de commande répartit le couple de référence entre les deux machines fictives et gère la génération des références de courant. Lors de cette commande, les pertes Joule ne sont pas considérées. De possibles limitations en courant dues aux contraintes thermiques de la machine ou des contraintes en courant crête maximum peuvent être nécessaires.

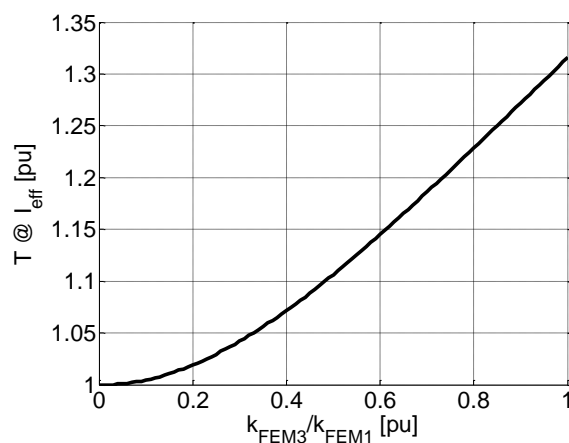


Figure 118 Gain en couple par ampère efficace en fonction du taux d'harmonique trois

ii.) Si, à présent, on s'impose une contrainte de générer un couple total constant, alors les deux machines fictives sont contrôlées de façon à ce que les pulsations de couple développées par la machine homopolaire soient compensées par le couple développé dans la machine fictive principale.

Dans ce cas la commande est plus complexe car les références des courants dans les deux machines fictives ne sont plus indépendantes.

Si de plus on s'impose également de minimiser les pertes Joule, des démarches pour trouver ces références des courants ont été proposées par [73], [74], [75], [76] et [77]. Dans le cas de ce dernier, la démarche se base sur une approche vectorielle qui décrit le couple par un produit scalaire entre le vecteur des courants de phase et le vecteur fem normalisé par la vitesse :

$$T = \vec{\mathcal{E}}_s^{N_{ph}}(\theta_m) \vec{i}_s^{N_{ph}} \quad (74)$$

Il est présenté en [76] que, pour minimiser les pertes Joule à couple donné, le vecteur des courants référence doit être colinéaire avec le vecteur fem.

$$\vec{i}_s^{N_{ph}} = \frac{\vec{\mathcal{E}}_s^{N_{ph}}(\theta_m)}{\|\vec{\mathcal{E}}_s^{N_{ph}}(\theta_m)\|^2} T_{ref} \quad (75)$$

Du fait de la présence d'une composante homopolaire dans la fem, la norme du vecteur fem normalisé n'est plus constante comme dans le cas où la fem est composée uniquement des termes liés à l'harmonique fondamental. Ainsi, la norme au carré pour une fem composée par l'harmonique un et trois a une composante constante et une composante pulsatoire :

$$\|\vec{\mathcal{E}}_s^{N_{ph}}(\theta_m)\|^2 = \frac{3}{2} \hat{K}_t^2 (1 + 2k_{FEM3}^2 \sin^2(3p\theta_m)) \quad (76)$$

Ainsi, pour générer un couple constant, les références des courants ne sont plus des grandeurs sinusoïdales.

Le développement en séries de Fourier du courant de phase indique que pour une composante de la fem homopolaire supérieure à 0.15 pu, le spectre devient riche en harmoniques. Il ne contient pas uniquement les harmoniques un et trois, mais aussi des harmoniques avec des rangs supérieurs. Dans la Figure 119 une partie des harmoniques est représentée en se limitant à l'harmonique quinze pour alléger l'image.

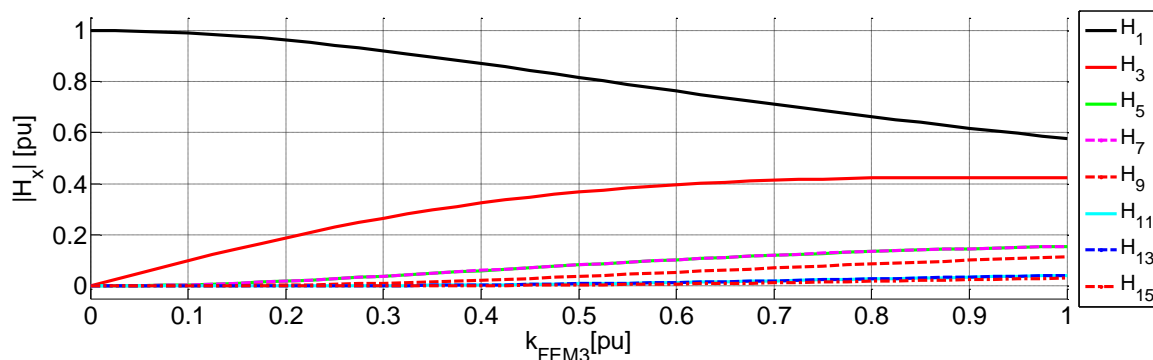


Figure 119 Spectre harmonique du courant de phase pour la commande à pertes Joule optimale pour une référence de couple de 1 pu (normalisation par la valeur crête de courant de phase)

La courbe de couple par ampère efficace (*MTPA – Maximal Torque Per Ampere*) montrée en Figure 118 indique le gain possible en utilisant la composante homopolaire pour différents cas de taux

d'harmonique trois. On rappelle que lorsque cette commande est utilisée, les pertes Joule sont identiques aux pertes Joule dans le cas d'une commande classique orientée uniquement sur l'harmonique fondamental.

On remarquera dans la Figure 119 et Figure 120 que la contrainte de la constance du couple mène à imposer des harmoniques supplémentaires dans les références des courants. La structure d'asservissement des courants doit être performante pour assurer une bonne poursuite lorsque la vitesse augmente. On observe que dans le repère de Park, à part la composante continue, les harmoniques les plus significatives sont l'harmonique trois et l'harmonique six en considérant un taux d'harmonique trois de $0.2 pu$. Si la contrainte de couple constant est enlevée, on retrouve de nouveau les références constantes dans le repère tournant dq . Ainsi, par rapport au cas où la contrainte est d'avoir un couple constant, les pertes Joule sont moins importantes car il y a moins d'harmoniques présents dans les courants.

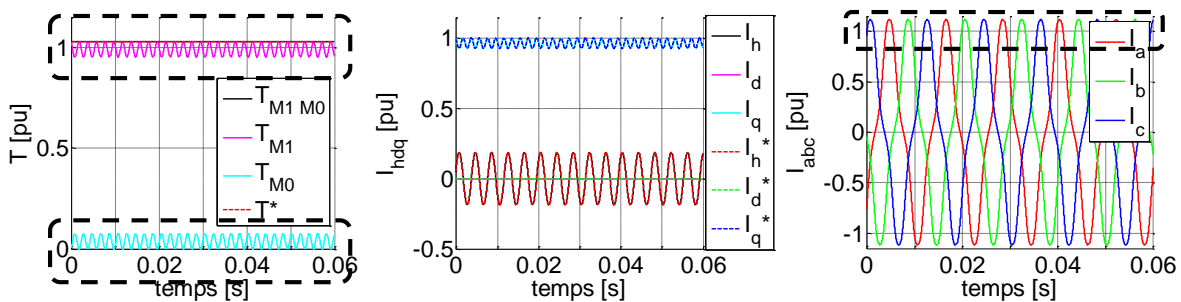


Figure 120 Couple, courants dans le repère de Park et courants dans le repère naturel pour une machine à $k_{FEM3}=0.2 pu$ et $\phi_{FEM13}=\pi$ pilotée en couple par ampère efficace maximal

iii.) La dernière commande que l'on étudie dans ce paragraphe utilise un critère différent qui consiste à s'imposer le courant crête maximum qui peut circuler entre l'onduleur et la machine électrique. Cela peut être intéressant dans les régimes transitoires où c'est le courant crête maximum défini par l'onduleur qui est le facteur limitant. Utilisant (75) et en maintenant la contrainte de développer un couple constant, la courbe de couple par ampère crête est présentée en Figure 121. On distingue une différence importante entre les deux cas de déphasage pour les harmoniques un et trois de la fem.

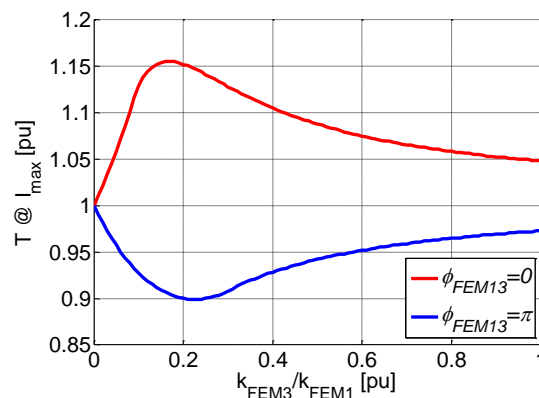


Figure 121 Couple par ampère crête en fonction du taux d'harmonique trois

Cette différence de couple est liée à la limitation en courant crête qui dépend de la phase des harmoniques de courant, notamment un et trois car elles sont les plus significatives. Pour le cas où

l'harmonique trois de la fem est en phase avec le fondamental, l'harmonique un du courant peut être augmenté tout en respectant la contrainte en courant imposée. En revanche, pour le cas où l'harmonique trois de la fem est en opposition de phase avec la fem fondamentale, le couple est pénalisé puisque la somme des harmoniques du courant est plus vite égale à la valeur crête imposée.

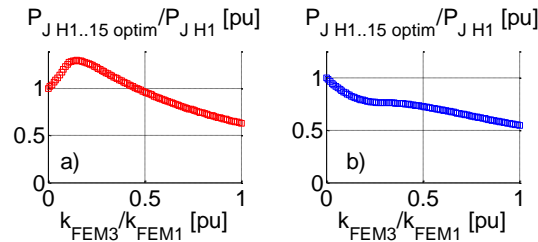


Figure 122 Pertes Joule en rapport à la stratégie utilisée pour la commande en couple par ampère crête maximal

L'augmentation de l'harmonique fondamental du courant est responsable d'une augmentation du couple mais aussi des pertes Joule supplémentaires, présentées dans la Figure 122 a). En contrepartie, la Figure 122 b) indique une diminution des pertes Joule. Cela est dû notamment à la réduction de l'amplitude de l'harmonique fondamental de courant, pénalisée par la présence de l'harmonique trois, en phase avec la fem. Dans ce cas, le couple total est inférieur au couple généré pour une commande appliquée uniquement sur l'harmonique fondamental de la fem.

Dans la Figure 123 on observe, comme dans le cas précédent, l'aspect pulsatoire du couple développé par chaque machine fictive (M1 – principale et M0 - homopolaire). Ainsi, dans les références de courant on remarque l'apparition de l'harmonique trois pour l'espace homopolaire, et notamment l'harmonique six pour l'espace dq .

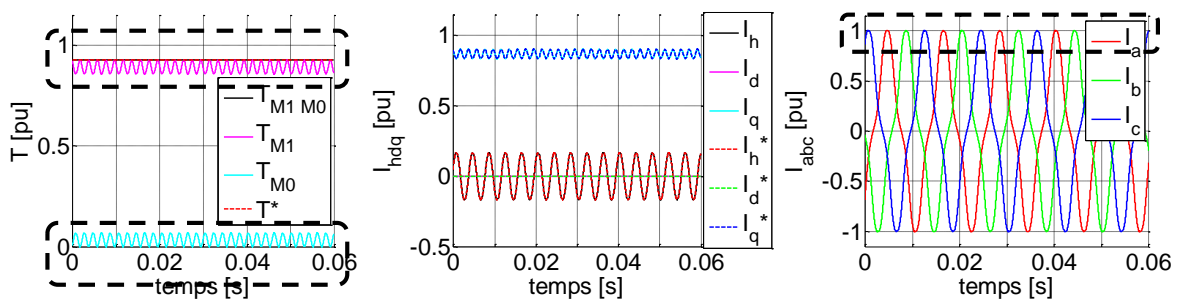


Figure 123 Couple, courants dans le repère de Park et courants dans le repère naturel pour une machine à $k_{FEM3}=0.2 \text{ pu}$ et $\phi_{FEM13}=\pi$ utilisant une commande en couple par ampère crête maximal

En conclusion, par rapport aux paramètres du prototype SOFRACI (avec un taux de 0.024 pu d'harmonique trois dans la fem), les commandes à valeur efficace de courant donné n'apportent pas d'avantage sensible au niveau de notre objectif qui est d'obtenir plus de couple à basse vitesse. Concernant la stratégie couple par ampère crête, aucun gain n'est enregistré.

Pour une machine avec un taux d'harmonique trois de l'ordre de 20% par rapport au fondamental, on notera tout de même qu'un gain de 15% de couple pour une valeur crête de courant imposée peut être obtenu moyennant par contre une augmentation des pertes Joule.

6.4. Stratégies de contrôle hors défluxage – optimisation de l'espace tension

Dans ce paragraphe une analyse restreinte des méthodes de surmodulation pour le cas des machines triphasées est réalisé. Dans un premier temps, on commencera par fixer deux limites en tension en vue de la commande (Figure 124).

En examinant les projections des vecteurs de référence $V_{\alpha\beta}$ sur le plan fictif $\alpha\beta$ (Figure 124), on peut distinguer et proposer deux cas de limitations en tension. Le cercle qui correspond à la limitation de type « A1 » représente la projection sur le plan $\alpha\beta$ des trois tensions de référence sinusoïdales. Toutes les références de tension qui sont inférieures à cette limite peuvent être de nature sinusoïdale. Dans ce cas, dans un espace vectoriel tridimensionnel, les coordonnées des projections de ces références de tension sur le plan $\alpha\beta$ coïncident avec les coordonnées du référentiel naturel. Le vecteur de tension (en pu) qui décrit la limite dans le repère naturel, est égal à :

$$\vec{V}_{abc} = 1 \sin(p\theta_m) \vec{x}_a + 1 \sin\left(p\theta_m - \frac{2\pi}{3}\right) \vec{x}_b + 1 \sin\left(p\theta_m - \frac{4\pi}{3}\right) \vec{x}_c \quad (77)$$

La composante homopolaire est égale à zéro pour ce cas et la valeur crête de l'harmonique fondamental est $1 pu$. La Figure 125 (gauche) présente ce cas particulier dans l'espace de tension déterminé par les trois vecteurs $\vec{x}_a, \vec{x}_b, \vec{x}_c$. On retrouve de nouveau le plan $\alpha\beta$ qui représente les projections des grandeurs naturelles sur l'espace fictif M1 et la droite homopolaire perpendiculaire sur le plan $\alpha\beta$. Dû à la transformation de Concordia, la valeur crête de la forme d'onde dans l'espace M1 atteint la valeur de $\sqrt{1.5}$. On note également que la valeur de la projection sur la droite homopolaire est nulle.

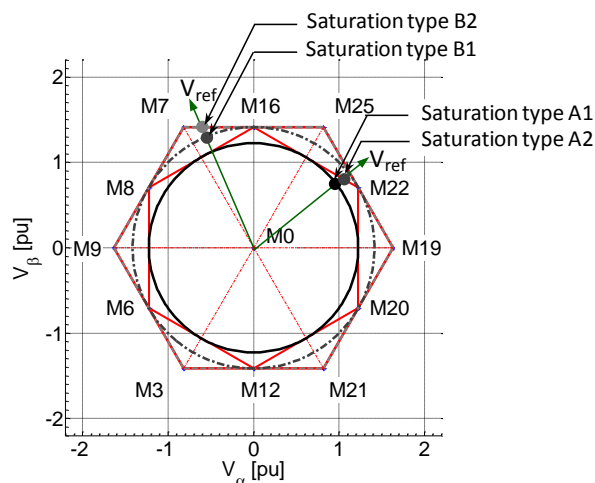


Figure 124 Plan $\alpha\beta$ et les projections des vecteurs

Le deuxième type de limitation correspond au cercle « B1 ». Si on veut atteindre cette référence de tension, on ne peut plus utiliser des références sinusoïdales. L'utilisation des commandes « en surmodulation » avec « harmonique trois » ou « composante homopolaire » permet de dépasser la limite de saturation de type « A1 » et aide à utiliser plus entièrement l'espace de tension offert par l'onduleur. Pour réaliser cette commande, des critères sont nécessaires pour déterminer le taux de

composante homopolaire de tension à autoriser, car une infinité de solutions est possible. En réalité, dû aux contraintes d'implémentation, le nombre de possibilités devient vite réduit [85].

Les deux limites « A1 » et « B1 » dans la Figure 124 sont caractérisées par les deux cercles inscrits dans les deux hexagones. Ces saturations vectorielles sont très adaptées pour garder intacte la direction du vecteur de référence V_{ref} .

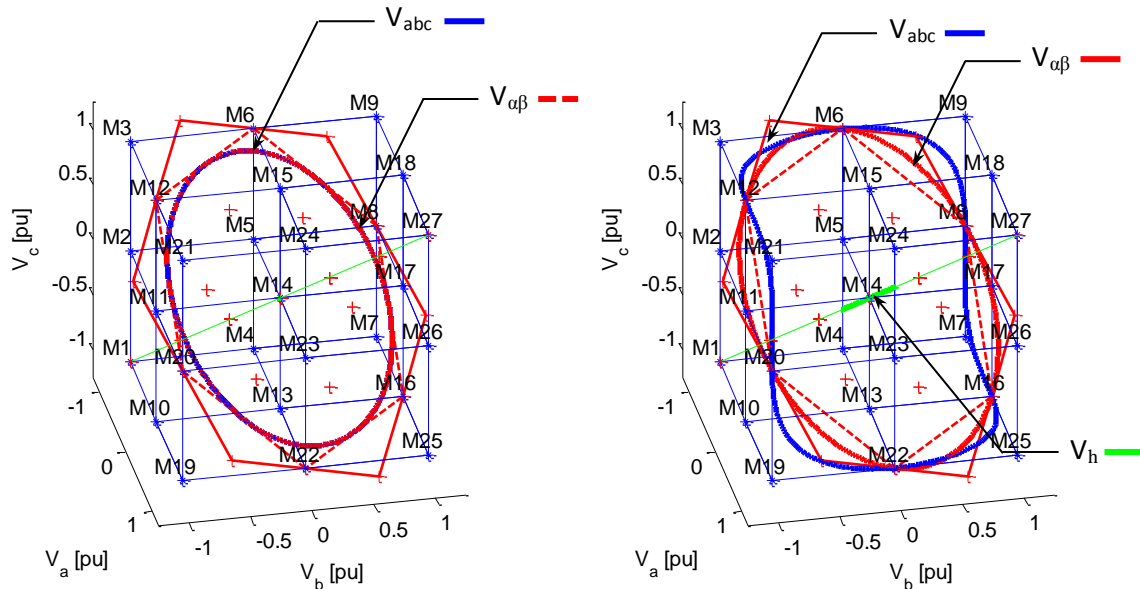


Figure 125 Tension de référence dans le repère naturel (abc) et la projection associée sur le plan $\alpha\beta$ et sur la droite homopolaire

En [86] est présentée une analyse détaillée de la problématique de surmodulation en tension de l'onduleur pour la commande de type *MLI*. L'analyse est rapportée aux cas des charges couplées en étoile avec neutre isolé, alimentée par onduleurs triphasés. Ainsi une tension homopolaire retrouvée dans les références des fonctions de modulation ne peut pas générer un courant homopolaire.

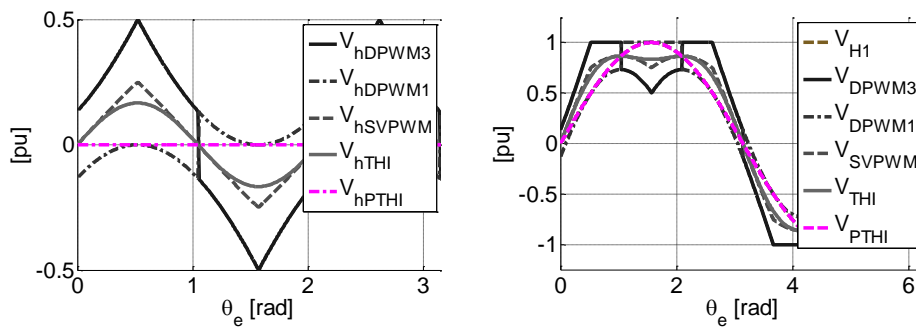


Figure 126 Formes d'onde dans le repère naturel pour une référence de tension égale à la limite de type « A1 », réalisées avec cinq méthodes de surmodulation : à gauche – tensions homopolaires ; à droite – tensions de phase [85] pour une référence maximale de l'harmonique à 1 pu

Les méthodes de surmodulation de type « continue » qui continuent à être les plus répandues dans la littérature sont les stratégies appelées SVPWM et THIPWM.

La méthode THIPWM [85], [86], [89] (Third Harmonic Injection) se base sur l'injection *en phase* de l'harmonique trois de tension. Cette technique utilise une seule harmonique homopolaire pour réaliser la surmodulation (l'harmonique trois) et permet l'augmentation de l'harmonique fondamental avec un facteur $2/\sqrt{3}$ [87]. Cette nouvelle limite est représentée par le cercle B1 dans la Figure 124. Le taux d'harmonique trois est généralement choisis proportionnel et égal au sixième du taux d'harmonique fondamental, valeur déterminée pour le cas maximal de la tension fondamentale. L'implémentation de cette méthode avec les techniques actuelles est facile et permet d'avoir un taux de distorsion bas. En revanche, cette méthode injecte l'harmonique trois sur toute la plage d'amplitudes avant le fonctionnement en surmodulation (avant et après la zone « A1 »). Pour les machines avec un couplage en étoile (neutre isolé), cela ne pose pas des problèmes car un courant homopolaire ne peut pas se développer. Par contre, pour une machine à phases indépendantes, le développement du courant homopolaire avant et après le passage en régime surmodulé est possible et se réalise en fonction des paramètres du circuit homopolaire.

Selon [88], la méthode SVPWM (Space Vector PWM) ou Hybrid PWM recentre la forme d'onde fondamentale par l'injection des harmoniques multiples de trois. Cette méthode est une des plus utilisées car elle peut être implantée en utilisant la théorie des vecteurs d'espace ou plus encore par le biais d'opérations simples qui se restreignent à calculer une valeur minimale entre les tensions de référence [88] :

$$V_h(t) = -\frac{\max(V_a^*(t), V_b^*(t), V_c^*(t)) + \min(V_a^*(t), V_b^*(t), V_c^*(t))}{2} \quad (78)$$

La méthode est facile à implémenter mais propose également une utilisation continue des harmoniques des tensions homopolaires même en fonctionnement hors saturation.

Une stratégie qui répond à la problématique en n'injectant pas de vecteurs homopolaires avant la zone de surmodulation et qui est donc adaptée aux contraintes des machines électriques à couplage indépendant²⁰ est proposée dans le cadre de notre travail et porte le nom de PTHI (Progressive Third Harmonic Injection). La stratégie proposée se situe dans la catégorie « continue » des méthodes de surmodulation et utilise les informations acquises et présentées dans le paragraphe 3.2.1 (Figure 55) concernant le rapport entre l'harmonique fondamental et l'harmonique trois en fonction d'une valeur maximale considérée comme contrainte. La stratégie adapte le taux minimal d'harmonique trois de tension homopolaire nécessaire pour assurer une valeur crête de la forme d'onde inférieure à la limite de $1 pu$.

Concernant la famille des méthodes de surmodulation « discontinue » on peut citer les stratégies « flat bottom » ou les stratégies « flat top » parmi les plus utilisées. Du point de vue de l'utilisation de la composante homopolaire, ces méthodes peuvent être classées dans la catégorie non symétrique, car à chaque instant la tension homopolaire est une fonction de la valeur maximale ou minimale d'une tension de phase.

Les stratégies DPWM1 et DPWM3 [86] font partie des modulations symétriques et sont les plus représentatives dans leur catégorie. La DPWM1 est de type Flattop avec composante homopolaire minimale alors que la DPWM3, également de type Flattop, est avec composante homopolaire

²⁰Le couplage indépendant n'est pas le seul à blâmer pour le développement du courant homopolaire. Rappelons-nous aussi des effets de la constante de temps sur le filtrage du courant homopolaire.

maximale. On remarque que la stratégie DPWM1 est un cas particulier de la GDPWM (General Discontinuous PWM) [90], [91].

Les cinq stratégies sont montrées dans la Figure 126 pour une référence de l'harmonique fondamental égale à $1 pu$ – au bord de la limite « A1 » et dans la Figure 127 pour une référence de l'harmonique fondamental égale à $2/\sqrt{3} pu$ – au bord de la limite « B1 ». À gauche on retrouve les tensions homopolaires injectées, et à droite, les tensions de phase résultantes.

On remarque dans la Figure 126, à part de la stratégie PTHI, une utilisation de la composante homopolaire pour une consigne sinusoidale de tension avec une harmonique fondamental égal à $1 pu$. Le même phénomène d'injection de composante homopolaire est présent pour une tension de consigne inférieure à la limite de saturation « A1 ».

La Figure 127 présente l'allure de la forme d'onde homopolaire (à droite) et la tension de phase (à gauche) pour une consigne spécifiant le fondamental égal à $2/\sqrt{3} pu$.

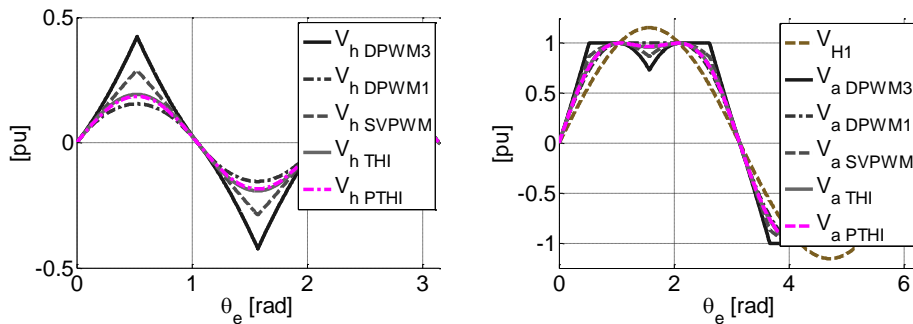


Figure 127 Formes d'onde dans le repère naturel pour une références de tension égale à la limite de type « I a », réalisées avec cinq méthodes de surmodulation : à gauche – tensions homopolaires ; à droite – tensions de phase [85] pour une référence maximale de l'harmonique un ($2/\sqrt{3} pu$)

La problématique de limitation en tension a été abordée seulement dans le cas d'une saturation vectorielle (les saturations de type « A1 » et « B1 »). En regardant la Figure 124 nous pouvons imaginer deux limitations supplémentaires appelées « A2 » et « B2 ». Pour atteindre ces deux limites, l'injection de l'harmonique de tension caractéristique au sous-espace de l'harmonique fondamental est nécessaire. Pourtant, une décision au niveau de la commande doit être prise concernant le niveau de tolérance des harmoniques supplémentaires qui vont se retrouver dans le courant lié à l'espace fictif associé à l'harmonique fondamental.

En conservant l'angle du vecteur V_{ref} comme indiqué dans la Figure 124 ou [89], la forme d'onde (Figure 128 gauche) résultante après avoir appliqué la limitation de type « B2 » offre une augmentation de l'harmonique fondamental d'environ 5% plus grande que dans le cas de la saturation de type « B1 ». Le spectre harmonique devient plus riche dans ce cas (Figure 128 droite).

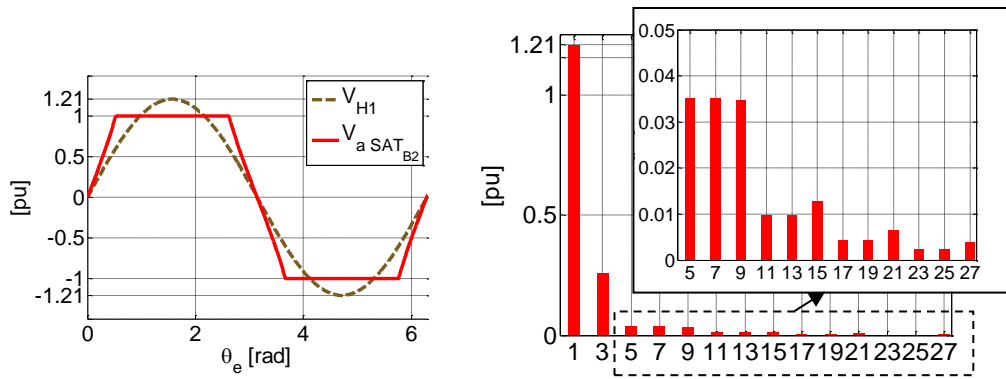


Figure 128 Saturation de type « II b ». À gauche : tension de phase ; À droite : spectre harmonique de la tension de phase

On rappelle ici, à titre comparatif, la commande en pleine onde qui fixe les limites de l'harmonique fondamental à $4/\pi$, soit une augmentation d'encore 5% par rapport au cas précédent. L'angle du vecteur de référence n'est plus suivi dans ce cas et les stratégies MLI ne sont plus applicables. Le vecteur courant n'est plus contrôlable directement mais, en revanche, la commande est très utile pour les applications à pulsations électriques élevées [92], [93] puisque le nombre de commutations est alors très réduit.

6.5. Calcul des paramètres des correcteurs

Le contrôle des machines électriques avec des structures PI est très utilisé dans les structures de commande des machines électriques. Associé à des grandeurs constantes en régime permanent dans le repère dq , cet asservissement offre une bonne dynamique et une erreur statique nulle. Ses performances sont vite perdues dans le cas où l'on souhaite contrôler une composante pulsatoire (c'est le cas de la composante homopolaire par exemple).

Considérons le circuit suivant défini par l'équation en tension :

$$v = Ri + L \frac{di}{dt} + e \quad (79)$$

où e est considéré une perturbation connue et L et R représentant les paramètres électriques du circuit.

Le système peut être contrôlé par une loi de commande utilisant un asservissement avec un PI décrit par la fonction de transfert C :

$$v^* = C(i^* - i) - e \text{ avec } C = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (80)$$

Ainsi, la fonction de transfert en boucle fermée est :

$$H_{BF}(s) = \frac{i(s)}{i^*(s)} = \frac{1 + s \frac{K_p}{K_i}}{1 + s \frac{K_p + R}{K_i} + s^2 \frac{L}{K_i}} \quad (81)$$

On remarque que la fonction en boucle fermée peut être écrite de façon à mettre en évidence un système d'ordre deux au dénominateur et d'ordre un au numérateur :

$$H_{BF}(s) = \left(1 + s \frac{K_p}{\underbrace{K_i}_{\tau_F}} \right) \frac{1}{1 + s \frac{K_p + R}{\underbrace{K_i}_{\frac{2\xi}{\omega}}} + s^2 \frac{L}{\underbrace{K_i}_{\frac{1}{\omega^2}}}} = (1 + s\tau_F) \frac{1}{1 + s \frac{2\xi}{\omega} + s^2 \frac{1}{\omega^2}} \quad (82)$$

En appliquant un filtre sur la consigne avec une constante de temps égale à τ_F , la fonction de transfert en boucle fermée est équivalente avec une système d'ordre deux avec un taux d'amortissement égal à ξ et une pulsation propre égale à ω .

On détermine ainsi que les paramètres du correcteur C :

$$\begin{aligned} K_p &= 2\xi\omega L - R \\ K_i &= L\omega^2 \end{aligned} \quad (83)$$

La pulsation ω peut être choisie à partir d'un temps de réponse à 95% défini et d'un taux d'amortissement ξ souhaité, utilisant les abaques des systèmes de second ordre. Ainsi, le système de contrôle est indiqué dans la Figure 129. Le temps de réponse sera choisi en fonction des limites de l'alimentation car plus le temps de réponse est faible et plus la puissance requise est élevée lors des régimes transitoires.

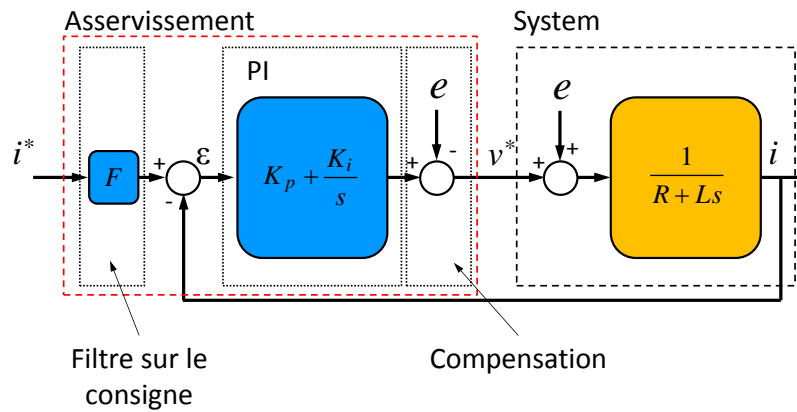


Figure 129 Diagramme de l'asservissement de courant

6.6. Modèle électrique de la machine à trois phases indépendantes

6.6.1. Modèle électrique de la machine dans le repère naturel

À l'aide de l'approche Multimachines nous allons pouvoir mettre en exergue l'aspect « polyphasé » de la machine à trois phases indépendantes. Pour cela, un modèle dans le repère naturel est d'abord réalisé. Ensuite, à l'aide d'une transformation algébrique, le modèle est rapporté dans une nouvelle base de travail dans laquelle l'aspect Multimachines est visible.

On suppose ainsi que les phases de la machine sont successivement décalées les unes des autres de $2\pi/3$. En utilisant la notion vectorielle, on associe à la machine un espace vectoriel Euclidien noté E^3 . Ensuite, une base orthonormée B^3 est choisie de façon à ce que les grandeurs vectorielles exprimées dans cette base soit directement mesurable :

$$B^3 = \{\vec{x}_a^3, \vec{x}_b^3, \vec{x}_c^3\} \quad (84)$$

En utilisant cette base, le vecteur de courant et le vecteur de tension sont décrits de la manière suivante :

$$\begin{aligned} \vec{v}_{abc} &= v_a \vec{x}_a^3 + v_b \vec{x}_b^3 + v_c \vec{x}_c^3 \\ \vec{i}_{abc} &= i_a \vec{x}_a^3 + i_b \vec{x}_b^3 + i_c \vec{x}_c^3 \end{aligned} \quad (85)$$

L'équation vectorielle en tension de la machine est classiquement obtenue en négligeant tout phénomène de saturation magnétique :

$$\vec{v}_{abc} = R_s \vec{i}_{abc} + \left[\frac{d\vec{\psi}_{abc}}{dt} \right]_{/B^3} \quad (86)$$

où $\vec{\psi}_{abc} = \vec{\psi}_{s abc} + \vec{\psi}_{r abc}$ est le flux total dont $\vec{\psi}_{s abc}$ est le flux créé uniquement par les courants statoriques et $\vec{\psi}_{r abc}$ est le flux créé uniquement par les aimants rotoriques. La résistance statorique R_s est supposée être identique pour toutes les phases de la machine.

Ainsi, l'expression en tension se transforme en :

$$\begin{pmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{pmatrix} = R_s \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} + \underbrace{\Omega_m \frac{d}{d\theta} ([L_{ss}(\theta_m)]) \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} + [L_{ss}(\theta_m)] \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix}}_{\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_a \\ [L_{ss}(\theta_m)] i_b \\ i_c \end{pmatrix}} + \left[\frac{d\psi_{r abc}}{dt} \right] \quad (87)$$

où le terme $\left[\frac{d\psi_{r abc}}{dt} \right] = \begin{pmatrix} e_a(\theta_m) \\ e_b(\theta_m) \\ e_c(\theta_m) \end{pmatrix}$ représente le vecteur force électromotrice (fem) à vide qui dépend uniquement des aimants rotoriques et $[L_{ss}(\theta_m)]$ représente la matrice de liaison entre le flux statorique $\psi_{s abc}$ et les courants statoriques.

Concernant la fem, ce vecteur peut être réécrit par un produit entre la vitesse mécanique et une fonction périodique caractérisant le flux rotorique qui représente la fem pour une vitesse mécanique unitaire. Nous utilisons la notion de *force électromotrice normalisée* pour le terme $\bar{\varepsilon}_{abc}(\theta)$.

$$\begin{pmatrix} e_a(\theta_m) \\ e_b(\theta_m) \\ e_c(\theta_m) \end{pmatrix} = \Omega_m \left[\frac{d\psi_{r abc}}{d\theta_m} \right] = \Omega_m \begin{pmatrix} \varepsilon_a(\theta_m) \\ \varepsilon_b(\theta_m) \\ \varepsilon_c(\theta_m) \end{pmatrix} \quad (88)$$

Et en considérant uniquement les harmoniques 1, 3, 5 et 7, la fem prend la forme²¹ :

$$\begin{aligned} e_a(\theta_m) &= \Omega_m \hat{K}_t \left[\sin(p\theta_m) + k_{FEM3} \sin(3p\theta_m + \phi_{FEM13}) + \right. \\ &\quad \left. + k_{FEM5} \sin(5p\theta_m + \phi_{FEM15}) + k_{FEM7} \sin(7p\theta_m + \phi_{FEM17}) \right] \\ e_b(\theta_m) &= \Omega_m \hat{K}_t \left[\sin\left(p\theta_m - \frac{2\pi}{3}\right) + k_{FEM3} \sin\left(3\left(p\theta_m - \frac{2\pi}{3}\right) + \phi_{FEM13}\right) + \right. \\ &\quad \left. + k_{FEM5} \sin\left(5\left(p\theta_m - \frac{2\pi}{3}\right) + \phi_{FEM15}\right) + k_{FEM7} \sin\left(7\left(p\theta_m - \frac{2\pi}{3}\right) + \phi_{FEM17}\right) \right] \\ e_c(\theta_m) &= \Omega_m \hat{K}_t \left[\sin\left(p\theta_m - \frac{4\pi}{3}\right) + k_{FEM3} \sin\left(3\left(p\theta_m - \frac{4\pi}{3}\right) + \phi_{FEM13}\right) + \right. \\ &\quad \left. + k_{FEM5} \sin\left(5\left(p\theta_m - \frac{4\pi}{3}\right) + \phi_{FEM15}\right) + k_{FEM7} \sin\left(7\left(p\theta_m - \frac{4\pi}{3}\right) + \phi_{FEM17}\right) \right] \end{aligned} \quad (89)$$

Concernant la matrice des inductances, elle est généralement considérée constante. Dans ce cas, la matrice des inductances pour une machine à pôles lisses est :

$$L_{ss} = \begin{pmatrix} M_{1,1} & M_{1,2} & M_{1,3} \\ M_{2,1} & M_{2,2} & M_{2,3} \\ M_{3,1} & M_{3,2} & M_{3,3} \end{pmatrix}_{/B^3} \quad (90)$$

Dans le cas où la machine présente des effets de saillance magnétiques, des facteurs supplémentaires s'ajoutent. La position mécanique intervient. Une analyse spectrale des inductances obtenues par modélisation Éléments Finis pour le prototype du projet SOFRACI a mis en évidence que les termes de la matrice inductance peuvent être décrits par :

²¹ Convention sur le flux – fonction cosinusoidale.

$$\begin{aligned}
M_{m,m}(\theta_m) &= L_{m0} + L_{m2} \cos\left(2\left(p\theta_m - (m-1)\frac{2\pi}{3}\right)\right) + L_{m4} \cos\left(4\left(p\theta_m - (m-1)\frac{2\pi}{3}\right)\right) \\
M_{m,n}(\theta_m) &= L_{mn0} + L_{mn2} \cos\left(2\left(p\theta_m - \frac{m+n-2}{2}\frac{2\pi}{3}\right)\right) + L_{mn4} \cos\left(4\left(p\theta_m - \frac{m+n-2}{2}\frac{2\pi}{3}\right)\right)
\end{aligned} \tag{91}$$

Le terme L_{m0} représente la somme des valeurs qui comprend l'inductance des fuites et l'inductance magnétisante. Le terme L_{mn0} représente l'inductance mutuelle. En fonction de la géométrie de la machine, les termes L_{m2} , L_{m4} , L_{mn2} et L_{mn4} représentent les effets de saillance magnétique de la machine qui peuvent être positifs, négatifs ou nuls.

Cette matrice met en évidence le couplage magnétique entre les phases et présente une difficulté pour la commande. Dans le paragraphe suivant, un découplage magnétique permettra une simplification des relations entre le vecteur flux et le vecteur courant.

L'expression de la puissance électrique instantanée p est obtenue par le produit scalaire entre les vecteurs de tension et le courant :

$$p = \vec{v}_{abc} \cdot \vec{i}_{abc} \tag{92}$$

Après le développement, différent termes peut être mis en évidence :

$$\begin{aligned}
p_J &= R_s \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix}^T \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} \\
p_w &= \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix}^T [L_{ss}(\theta_m)] \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} \\
p_{rel} &= \Omega_m \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix}^T \left[\frac{d[L_{ss}(\theta_m)]}{d\theta_m} \right] \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} \\
p_{em} &= \begin{pmatrix} e_a(\theta_m) \\ e_b(\theta_m) \\ e_c(\theta_m) \end{pmatrix}^T \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix}
\end{aligned} \tag{93}$$

Avec p_J les pertes Joule, p_w la puissance magnétique, p_{rel} la puissance réluctante et p_{em} la puissance électromagnétique.

L'expression du couple instantané est la somme des deux composantes :

$$T = \begin{pmatrix} \varepsilon_a(\theta_m) \\ \varepsilon_b(\theta_m) \\ \varepsilon_c(\theta_m) \end{pmatrix}^T \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} + \frac{1}{2} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix}^T \left[\frac{d[L_{ss}(\theta_m)]}{d\theta_m} \right] \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} \tag{94}$$

Et en faisant l'hypothèse d'une machine sans effet de réluctance variable, l'expression du couple s'exprime sous la forme suivante :

$$T = \begin{pmatrix} \varepsilon_a(\theta_m) \\ \varepsilon_b(\theta_m) \\ \varepsilon_c(\theta_m) \end{pmatrix}^T \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} \quad (95)$$

On observe ainsi que le couple est le produit entre un terme qui dépend de la conception de la machine et un terme qui dépend de la façon d'alimenter la machine.

En utilisant la REM on propose une représentation de la chaîne énergétique qui permet une illustration des équations utilisées pour la modélisation.

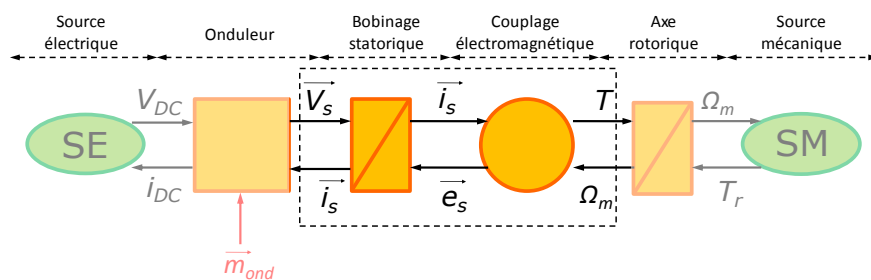


Figure 130 REM dans la base naturelle de la MSAP

La chaîne met en évidence le flux d'énergie envoyé par la source électrique de tension (SE) jusqu'à la source mécanique (SM). Les deux grandeurs, la tension et le courant, sont modulées par l'onduleur de tension en fonction du terme de réglage m_{ond} généré par la commande en rapport avec la grandeur que nous voulons contrôler.

À ce point, la question se pose de trouver la bonne structure de commande, qui permet de contrôler facilement la grandeur voulue, en l'occurrence le couple. La qualité du contrôle repose ainsi sur la possibilité d'enlever les couplages entre les relations électriques qui ont été présentées lorsque la modélisation de la machine dans la base naturelle a été exposée. On comprend ainsi l'intérêt d'utiliser des « changements de base ».

En utilisant la théorie des espaces vectoriels, la relation entre le flux statorique et les courants statoriques peut être interprétée par une application linéaire. Cette application est indépendante de la base choisie.

6.6.2. Modèle électrique de la machine dans le repère de Concordia

Le découplage des équations électriques est obtenu par l'utilisation de la matrice Concordia. Cette matrice de transformation possède des caractéristiques liées aux espaces propres et aux vecteurs propres de l'application linéaire entre le flux et les courants statoriques. Ainsi, dans le cas des machines à pôles lisses, utilisant cette transformation, on travaille directement dans l'espace propre où les relations entre le flux et le courant ne sont plus couplées.

Pour exprimer la matrice de transformation, on se base sur deux propriétés essentielles de la machine électrique : la symétrie et la circularité. Ainsi, les valeurs propres sont calculées à partir de l'équation du polynôme caractéristique [66], [79] :

$$\det(\lambda[I] - [L_{ss}]) = 0 \quad (96)$$

En fonction de l'ordre de multiplicité des solutions de l'équation caractéristique, l'espace vectoriel est décomposé en plusieurs espaces propres bidimensionnels et unidimensionnels. Les vecteurs de tension et de courant peuvent se décomposer de façon unique sur les nouveaux espaces.

Suite aux calculs des vecteurs propres, de manière générale, pour une machine à nombre de phases impaires, la matrice de Concordia est égale à [79] :

$$C^{N_{ph}} = \sqrt{\frac{2}{N_{ph}}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \dots & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{N_{ph}}\right) & \dots & \cos\left(\frac{2(N_{ph}-2)\pi}{N_{ph}}\right) & \cos\left(\frac{2(N_{ph}-1)\pi}{N_{ph}}\right) \\ 0 & \sin\left(\frac{2\pi}{N_{ph}}\right) & \dots & \sin\left(\frac{2(N_{ph}-2)\pi}{N_{ph}}\right) & \sin\left(\frac{2(N_{ph}-1)\pi}{N_{ph}}\right) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 1 & \cos\left(\frac{(N_{ph}-1)\pi}{N_{ph}}\right) & \dots & \cos\left(\frac{(N_{ph}-1)(N_{ph}-2)\pi}{N_{ph}}\right) & \cos\left(\frac{(N_{ph}-1)^2\pi}{N_{ph}}\right) \\ 0 & \sin\left(\frac{(N_{ph}-1)\pi}{N_{ph}}\right) & \dots & \sin\left(\frac{(N_{ph}-1)(N_{ph}-2)\pi}{N_{ph}}\right) & \sin\left(\frac{(N_{ph}-1)^2\pi}{N_{ph}}\right) \end{bmatrix} \quad (97)$$

On constate ainsi que, pour une machine à pôles lisses, la matrice de Concordia comporte des coefficients constants. D'autre part, appliquée sur des grandeurs comme les tensions, les courants ou les flux, la matrice de Concordia a un effet de regroupement des harmoniques. En fonction de la taille du système, les « familles d'harmoniques » sont groupées dans des « machines fictives » associées à des espaces de *dimension un* – avec un seul axe (h) ou des espaces de *dimension deux* – comportant deux axes orthogonaux ($\alpha\beta$).

La transformation de Concordia permet également de répertorier le sens de rotation de chaque harmonique. En rapport avec l'harmonique fondamental, on distingue des harmoniques qui tournent en sens positif ($\alpha\beta+$) ou négatif ($\alpha\beta-$) (Figure 131).

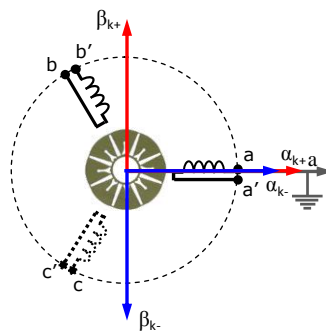


Figure 131 Séquences positives et négatives pour les repères des machines fictives

Le Tableau 1 présente les harmoniques caractéristiques de chaque machine fictive pour une des plus utilisées machines électriques polyphasées. Également, les informations liées aux harmoniques présentées dans le Tableau 1 permettent de connaître les pulsations des grandeurs dans chaque machine fictive en vue de la commande. Chaque grandeur utilisée dans la modélisation de la machine sera projetée dans les sous-espaces propres associés aux machines fictives. Toutes ces informations sont présentées dans le Tableau 1.

Pour le cas triphasé, la matrice de Concordia est définie par :

$$C = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) \\ 0 & \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (98)$$

Et l'espace propre est caractérisé par une solution simple et une solution avec une multiplicité égale à deux. Ainsi, pour le vecteur de tension nous avons :

$$\vec{v}_{abc} = \vec{v}_{\alpha\beta} + \vec{v}_h \quad (99)$$

avec $\vec{v}_{\alpha\beta}$ et \vec{v}_h la projection orthogonale de \vec{v}_{abc} sur l'espace propre.

En appliquant la transformation linéaire sur les grandeurs dans les équations décrites par (87) nous obtenons l'équation en tension :

$$\begin{pmatrix} v_h \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{pmatrix} = R_s \begin{pmatrix} i_h \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} + \Omega_m [C] \frac{d}{d\theta_m} ([L_{ss}(\theta_m)]) [C]^T \begin{pmatrix} i_h \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} + [L_{ss}(\theta_m)]_c \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_h \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} e_h(\theta_m) \\ e_\alpha(\theta_m) \\ e_\beta(\theta_m) \end{pmatrix} \quad (100)$$

avec $[L_{ss}(\theta_m)]_c$ égale à $[C][L_{ss}(\theta_m)][C]^T$. Considérant une machine à pôles lisses, la matrice $[L_{ss}]_c$ est égale à :

$$[L_{ss}]_c = \begin{bmatrix} L_{m0} + 2L_{mm0} & 0 & 0 \\ 0 & L_{m0} - L_{mm0} & 0 \\ 0 & 0 & L_{m0} - L_{mm0} \end{bmatrix} \quad (101)$$

Cela met en évidence la présence d'une valeur propre simple et d'une autre valeur propre double. Ainsi, nous pouvons associer les deux espaces propres (ou machines fictives), un monophasé appelé M0 et un autre diphasé appelé M1.

Au cas où la machine présente aussi des termes de saillance, en utilisant la même transformation de Concordia à coefficients constants, on retrouve une matrice qui n'est plus découplée (102).

$$\begin{aligned}
[L_{ss}(\theta_m)]_c &= \begin{bmatrix} (1,1) & (1,2) & (1,3) \\ (2,1) & (2,2) & (2,3) \\ (3,1) & (3,2) & (3,3) \end{bmatrix} \text{ avec :} \\
(1,1) &= L_{m0} + 2L_{mn0} \\
(2,2) &= L_{m0} - L_{mn0} + \frac{1}{2}(L_{m2} + 2L_{mn2})\cos(2p\theta_m) + \frac{1}{2}(L_{m4} + 2L_{mn4})\cos(4p\theta_m) \\
(3,3) &= L_{m0} - L_{mn0} - \frac{1}{2}(L_{m2} + 2L_{mn2})\cos(2p\theta_m) - \frac{1}{2}(L_{m4} + 2L_{mn4})\cos(4p\theta_m) \\
(1,2) &= (2,1) = \frac{(L_{m2} - L_{mn2})\cos(2p\theta_m)}{\sqrt{2}} + \frac{(L_{m4} - L_{mn4})\cos(4p\theta_m)}{\sqrt{2}} \\
(1,3) &= (3,1) = \frac{(-L_{m2} + L_{mn2})\sin(2p\theta_m)}{\sqrt{2}} + \frac{(L_{m4} - L_{mn4})\sin(4p\theta_m)}{\sqrt{2}} \\
(2,3) &= (3,2) = \frac{(L_{m2} + 2L_{mn2})\sin(2p\theta_m)}{2} - \frac{(L_{m4} + 2L_{mn4})\sin(4p\theta_m)}{2}
\end{aligned} \tag{102}$$

Si nous voulons retrouver une matrice diagonale, la matrice de transformation doit avoir des termes qui dépendent de la position. Cela peut permettre un découplage entre le flux statorique et les courants.

Concernant la fem, avec $\phi_{FEM13} = \pi$, $\phi_{FEM15} = \pi$ et $\phi_{FEM17} = 0$ nous obtenons :

$$\begin{aligned}
e_h(\theta_m) &= \Omega_m \sqrt{3} \hat{K}_t k_{FEM3} \sin(3p\theta_m) \\
e_\alpha(\theta_m) &= -\Omega_m \sqrt{\frac{3}{2}} \hat{K}_t (\sin(p\theta_m) - k_{FEM5} \sin(5p\theta_m) + k_{FEM7} \sin(7p\theta_m)) \\
e_\beta(\theta_m) &= \Omega_m \sqrt{\frac{3}{2}} \hat{K}_t (\cos(p\theta_m) + k_{FEM5} \cos(5p\theta_m) + k_{FEM7} \cos(7p\theta_m))
\end{aligned} \tag{103}$$

La puissance instantanée s'exprime par :

$$p = \vec{v}_{abc} \cdot \vec{i}_{abc} = \vec{v}_{h\alpha\beta} \cdot \vec{i}_{h\alpha\beta} \tag{104}$$

Et après, le développement :

$$\begin{aligned}
p_J &= R_s \begin{pmatrix} i_h \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix}^T \begin{pmatrix} i_h \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} \\
p_w &= \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_h \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix}^T [L_{ss}(\theta_m)]_c \begin{pmatrix} i_h \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} \\
p_{rel} &= \Omega_m \begin{pmatrix} i_h \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix}^T \left[\frac{d[L_{ss}(\theta_m)]_c}{d\theta_m} \right]_{/B_c^3} \begin{pmatrix} i_h \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} \\
p_{em} &= \begin{pmatrix} e_h(\theta_m) \\ e_\alpha(\theta_m) \\ e_\beta(\theta_m) \end{pmatrix}^T \begin{pmatrix} i_h \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix}
\end{aligned} \tag{105}$$

Ainsi, l'expression du couple est égale à :

$$T = \frac{\begin{pmatrix} e_h(\theta_m) \\ e_\alpha(\theta_m) \\ e_\beta(\theta_m) \end{pmatrix}^T \begin{pmatrix} i_h \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix}}{\Omega_m} + \frac{1}{2} \begin{pmatrix} i_h \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix}^T \left[\frac{d[L_{ss}(\theta_m)]_c}{d\theta_m} \right] \begin{pmatrix} i_h \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} \quad (106)$$

Et après développement cela devient :

$$T_{em} = \sqrt{\frac{3}{2}} \hat{K}_t \begin{pmatrix} i_\beta (\cos(p\theta_m) + k_{FEM5} \cos(5p\theta_m) + k_{FEM7} \cos(7p\theta_m)) - \\ -i_\alpha (\sin(p\theta_m) - k_{FEM5} \sin(5p\theta_m) + k_{FEM7} \sin(7p\theta_m)) \end{pmatrix} + \sqrt{3} \hat{K}_t k_{FEM3} \sin(3p\theta_m) i_h$$

$$T_{rel} = \frac{P}{2} \left(\begin{array}{l} (2(L_{m2} + 2L_{mn2})\cos(2p\theta_m) - 4(L_{m4} + 2L_{mn4})\cos(4p\theta_m))i_\alpha i_\beta - \\ - (2(L_{m2} + 2L_{mn2})\sin(2p\theta_m) + 2(L_{m4} + 2L_{mn4})\sin(4p\theta_m))(i_\alpha^2 - i_\beta^2) + \\ + 2\sqrt{2}i_h \left(i_\beta ((-L_{m2} + L_{mn2})\cos(2p\theta_m) + 2(L_{m4} - L_{mn4})\cos(4p\theta_m)) + \right. \\ \left. + i_\alpha ((-L_{m2} + L_{mn2})\sin(2p\theta_m) + 4(-L_{m4} + L_{mn4})\sin(2p\theta_m)\cos(2p\theta_m)) \right) \end{array} \right) \quad (107)$$

En considérant une machine à pôles lisses, l'expression du couple est égale à :

$$T = \frac{\vec{e}_{h\alpha\beta}(\theta_m) \vec{i}_{h\alpha\beta}}{\Omega_m} = \frac{\vec{e}_{\alpha\beta}(\theta_m) \vec{i}_{\alpha\beta}}{\Omega_m} + \frac{e_h(\theta_m) i_h}{\Omega_m} \quad (108)$$

L'expression du couple permet de mettre en exergue l'interaction entre la fem et le courant statorique de chaque machine fictive. Ces machines sont caractérisées par un découplage magnétique, mais un couplage mécanique leur permet d'avoir une seule vitesse de rotation Ω . Ainsi, nous pouvons contrôler le couple généré par chaque machine fictive par l'intermédiaire du courant $\vec{i}_{h\alpha\beta}$. Par exemple, si le couple a un caractère pulsatoire, cela peut être considéré comme une perturbation pour la commande. Ainsi, une possible solution est de mettre à zéro le courant dans cette machine fictive.

Il faut remarquer que le produit scalaire entre le vecteur fem et le vecteur courant n'est pas une opération bijective. Ainsi, il existe une infinité de solutions qui permettent de trouver la même valeur de couple. Dans ce cas, des critères supplémentaires sont nécessaires et, généralement, les plus utilisés permettent de minimiser les pertes Joule à couple donné.

6.6.3. Modèle électrique de la machine dans le repère rotorique

Dans le paragraphe précédent, sur l'hypothèse d'une machine sans saillance, le modèle dans le référentiel de Concordia a permis un découplage magnétique des équations et la répartition des grandeurs électriques en familles d'harmoniques. Mais, en vue de la commande, on contrôle toujours des grandeurs pulsatoires avec des fréquences des pulsations. Un rappel de cela est fait dans le Tableau 1.

Considérant une machine à pôles lisses et à fem sinusoïdales, il devient intéressant de changer de nouveau le repère de travail et de se positionner dans celui du rotor (qui est aussi celui de la fem lorsque celle-ci est sinusoïdale). Ce choix est motivé par un contrôle de couple plus simple, car l'interaction entre le courant et la fem est groupée dans un repère unique avec des grandeurs qui seront constantes en régime permanent. La transformation permet de se placer dans un référentiel virtuel tournant, cela suite à l'application d'une matrice de rotation aux grandeurs dans le repère de Concordia. Également, l'utilisation des correcteurs de type PI devient possible car, en régime permanent, les grandeurs à contrôler sont constantes.

La matrice de rotation peut s'appliquer uniquement aux espaces propres de dimension égale à deux. En d'autres termes, pour plusieurs espaces propres, de multiples matrices de rotation sont appliquées à chaque espace de dimension deux. Dans le cas des espaces propres unidimensionnels comme celui de l'homopolaire, l'application de la transformation de rotation n'est pas possible directement²². Après avoir appliqué la transformation de rotation, elle permettra de ramener dans un repère fixe uniquement un seul harmonique de l'espace propre associé.

Dans la Figure 132 les deux référentiels rotoriques sont présentés. Ces deux référentiels sont associés aux deux sens de rotation différents que peuvent avoir les harmoniques après l'application de la transformation de Concordia.

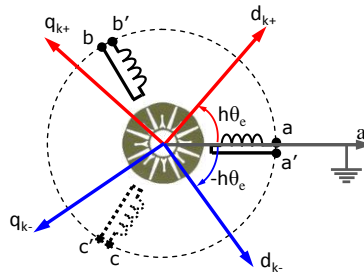


Figure 132 Séquences positives et négatives pour les repères rotoriques des machines fictives

Ainsi, en fonction du sens de rotation (Figure 132) et de la fréquence de pulsation (Tableau 1) de l'harmonique, on définit deux matrices de rotation :

$$\begin{aligned}
 R_h^+(\theta_m) &= \begin{bmatrix} \cos(hp\theta_m) & \sin(hp\theta_m) \\ -\sin(hp\theta_m) & \cos(hp\theta_m) \end{bmatrix} \\
 R_h^-(\theta_m) &= \begin{bmatrix} \cos(-hp\theta_m) & \sin(-hp\theta_m) \\ \sin(-hp\theta_m) & -\cos(-hp\theta_m) \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{109}$$

où h indique l'ordre d'harmonique sur laquelle la rotation est appliquée.

Pour la machine à trois phases indépendantes, la transformation $R_{h=1}^+(\theta_m)$ permet de projeter l'harmonique fondamental – associé à la machine fictive principale, dans un repère fictif fixe. Dans ce cas, on associe l'axe d avec la composante de flux et l'axe q avec la fem.

²² En appliquant un signal en quadrature, il est possible d'appliquer une transformation de rotation à un signal appartenant à l'espace propre unidimensionnel, mais on s'éloigne des interprétations classiques attribuées à cet espace.

On ajoute à la matrice $R_1^+(\theta_m)$ une dimension associée à la machine fictive homopolaire. Ainsi, la matrice de rotation, notée R ci-après, est écrite sous la forme suivante:

$$[R] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos(hp\theta_m) & \sin(hp\theta_m) \\ 0 & -\sin(hp\theta_m) & \cos(hp\theta_m) \end{bmatrix} \quad (110)$$

Appliquée sur (100), elle permet d'obtenir :

$$\begin{pmatrix} v_h \\ v_d \\ v_q \end{pmatrix} = R_s \begin{pmatrix} i_h \\ i_d \\ i_q \end{pmatrix} + \Omega_m [R][C] \frac{d}{d\theta_m} ([L_{ss}(\theta_m)][C]^T [R]^T \begin{pmatrix} i_h \\ i_d \\ i_q \end{pmatrix} + [L_{ss}(\theta_m)]_c \frac{d}{dt} \left([R]^T \begin{pmatrix} i_h \\ i_d \\ i_q \end{pmatrix} \right) + \begin{pmatrix} e_h(\theta_m) \\ e_d(\theta_m) \\ e_q(\theta_m) \end{pmatrix}) \quad (111)$$

Et après avoir regroupé des termes :

$$\begin{pmatrix} v_h \\ v_d \\ v_q \end{pmatrix} = R_s \begin{pmatrix} i_h \\ i_d \\ i_q \end{pmatrix} + \Omega_m [Z_r(\theta_m)] \begin{pmatrix} i_h \\ i_d \\ i_q \end{pmatrix} + [L_{ss}(\theta_m)]_r \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_h \\ i_d \\ i_q \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} e_h(\theta_m) \\ e_d(\theta_m) \\ e_q(\theta_m) \end{pmatrix} \quad (112)$$

avec $[L_{ss}]_r = [R][L_{ss}(\theta_m)]_c [R]^T$ et $[Z_r(\theta_m)]$:

$$[L_{ss}(\theta_m)]_r = \begin{bmatrix} (1,1) & (1,2) & (1,3) \\ (2,1) & (2,2) & (2,3) \\ (3,1) & (3,2) & (3,3) \end{bmatrix} \text{ avec:}$$

$$\begin{aligned} (1,1) &= L_{m0} + 2L_{mn0}, (2,2) = L_{m0} - L_{mn0} + \frac{1}{2}((L_{m2} + 2L_{mn2}) + (L_{m4} + 2L_{mn4})\cos(6p\theta_m)), \\ (3,3) &= L_{m0} - L_{mn0} - \frac{1}{2}((L_{m2} + 2L_{mn2}) - (L_{m4} + 2L_{mn4})\cos(6p\theta_m)), (1,2) = (2,1) = \frac{(L_{m2} - L_{mn2} + L_{m4} - L_{mn4})\cos(3p\theta_m)}{\sqrt{2}}, \\ (1,3) &= (3,1) = \frac{(-L_{m2} + L_{mn2} + L_{m4} - L_{mn4})\sin(3p\theta_m)}{\sqrt{2}}, (2,3) = (3,2) = -\frac{(L_{m4} + 2L_{mn4})\sin(6p\theta_m)}{2} \end{aligned}$$

$$[Z_r(\theta_m)] = \begin{bmatrix} (1,1) & (1,2) & (1,3) \\ (2,1) & (2,2) & (2,3) \\ (3,1) & (3,2) & (3,3) \end{bmatrix} \text{ avec:}$$

$$(1,1) = 0, (2,2) = -\frac{5p}{2}(L_{m4} + 2L_{mn4})\sin(6p\theta_m), (3,3) = \frac{5p}{2}(L_{m4} + 2L_{mn4})\sin(6p\theta_m), \quad (113)$$

$$(1,2) = \frac{3p}{\sqrt{2}}(-L_{m2} + L_{mn2} - L_{m4} + L_{mn4})\sin(3p\theta_m),$$

$$(1,3) = \frac{3p}{\sqrt{2}}(-L_{m2} + L_{mn2} + L_{m4} - L_{mn4})\cos(3p\theta_m),$$

$$(2,1) = \frac{2p}{\sqrt{2}}(-L_{m2} + L_{mn2} - 2L_{m4} + 2L_{mn4})\sin(3p\theta_m),$$

$$(3,1) = \frac{2p}{\sqrt{2}}(-L_{m2} + L_{mn2} + 2L_{m4} - 2L_{mn4})\cos(3p\theta_m),$$

$$(2,3) = p\left(-L_{m0} + \frac{L_{m2}}{2} + L_{mn0} + L_{mn2} - \frac{5}{2}(L_{m4} + 2L_{mn4})\cos(6p\theta_m)\right),$$

$$(3,2) = p\left(L_{m0} + \frac{L_{m2}}{2} - L_{mn0} + L_{mn2} - \frac{5}{2}(L_{m4} + 2L_{mn4})\cos(6p\theta_m)\right)$$

Considérant que la fem dans le repère naturel est constituée par (89), avec $\phi_{FEM13} = \pi$, $\phi_{FEM15} = \pi$ et $\phi_{FEM17} = 0$ étant des caractéristiques du prototype SOFRACI, la fem dans le repère rotorique prend la forme :

$$\begin{aligned} e_h(\theta_m) &= \Omega_m \sqrt{3} \hat{K}_t k_{FEM3} \sin(3p\theta_m) \\ e_d(\theta_m) &= \Omega_m \sqrt{\frac{3}{2}} \hat{K}_t (k_{FEM5} - k_{FEM7}) \sin(6p\theta_m) \\ e_q(\theta_m) &= \Omega_m \sqrt{\frac{3}{2}} \hat{K}_t (1 + (k_{FEM5} + k_{FEM7}) \cos(6p\theta_m)) \end{aligned} \quad (114)$$

Visiblement, des couplages entre les trois axes rendent difficile le contrôle de la machine. Ainsi, le repère tournant perd son avantage devant le repère naturel, mais il permet de montrer que, dans le cas d'une saillance qui comporte des harmoniques deux et quatre, des couplages avec une pulsation de $3p\theta_m$ sont présents entre les axes $h-d$ et $h-q$ et des couplages avec une pulsation de $6p\theta_m$ sont présents entre les axes $d-q$. Cet aspect a aussi fait partie de l'étude de [101], par contre il a été présenté uniquement pour une machine triphasée couplée en étoile. Bien évidemment, ces couplages sont aussi responsables des pulsations de couple.

Dans le cas d'une machine avec L_{mn4} et L_{m4} nulle et $L_{mn2}=L_{m2}$, l'équation en tension se simplifie :

$$\begin{pmatrix} v_h \\ v_d \\ v_q \end{pmatrix} = R_s \begin{pmatrix} i_h \\ i_d \\ i_q \end{pmatrix} + p\Omega_m \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -L_q \\ 0 & L_d & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_h \\ i_d \\ i_q \end{pmatrix} + [L_{ss}(\theta_m)]_r \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_h \\ i_d \\ i_q \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} e_h(\theta_m) \\ e_d(\theta_m) \\ e_q(\theta_m) \end{pmatrix} \quad (115)$$

Avec :

$$\begin{aligned} L_h &= L_{m0} + 2L_{mn0} \\ L_d &= L_{m0} - L_{mn0} + \frac{3}{2}L_{m2} \\ L_q &= L_{m0} - L_{mn0} - \frac{3}{2}L_{m2} \end{aligned} \quad (116)$$

Considérant uniquement le régime permanent l'équation en tension est égale à :

$$\begin{pmatrix} v_h \\ V_d \\ V_q \end{pmatrix} = R_s \begin{pmatrix} i_h \\ I_d \\ I_q \end{pmatrix} + p\Omega_m \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -L_q \\ 0 & L_d & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 0 \\ I_d \\ I_q \end{pmatrix} + L_h \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_h \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} e_h(\theta_m) \\ e_d(\theta_m) \\ e_q(\theta_m) \end{pmatrix} \quad (117)$$

On exprime la conservation de la puissance liée aux transformations considérées:

$$p = \vec{v}_{abc} \cdot \vec{i}_{abc} = \vec{v}_{h\alpha\beta} \cdot \vec{i}_{h\alpha\beta} = \vec{v}_{hdq} \cdot \vec{i}_{hdq} \quad (118)$$

Considérant une machine où les termes de saillance d'ordre deux et quatre sont présents, le bilan de puissance utilisant les équations (112) et (113) permet d'exprimer le couple par:

$$T = p \left(\left(\sqrt{\frac{3}{2}} \frac{\hat{K}_t}{p} (1 + (k_{FEM5} + k_{FEM7}) \cos(6p\theta_m)) \right) i_q + \left(\sqrt{\frac{3}{2}} \frac{\hat{K}_t}{p} (k_{FEM5} - k_{FEM7}) \sin(6p\theta_m) \right) i_d + \right. \\ \left. + ((L_{m2} + 2L_{mn2}) - 2(L_{m4} + 2L_{mn4}) \cos(6p\theta_m)) i_q i_d - \right. \\ \left. - (L_{m4} + 2L_{mn4}) \sin(6p\theta_m) (i_d^2 - i_q^2) + \right. \\ \left. + \sqrt{2} (-L_{m2} + 2L_{m4} + L_{mn2} - 2L_{mn4}) \cos(3p\theta_m) i_q i_h + \right. \\ \left. + \sqrt{2} (-L_{m2} - 2L_{m4} + L_{mn2} + 2L_{mn4}) \sin(3p\theta_m) i_d i_h + \sqrt{3} \frac{\hat{K}_t}{p} k_{FEM3} \sin(3p\theta_m) i_h \right) \quad (119)$$

Et en considérant une machine avec L_{mn4} et L_{m4} nulle, $L_{mn2}=L_{m2}$ (L_d et L_q définies par (116)) et une fem définie par (114), l'expression du couple dans le repère tournant se simplifie et s'exprime par :

$$T = p \left(\left(\sqrt{\frac{3}{2}} \frac{\hat{K}_t}{p} (1 + (k_{FEM5} + k_{FEM7}) \cos(6p\theta_m)) \right) i_q + \left(\sqrt{\frac{3}{2}} \frac{\hat{K}_t}{p} (k_{FEM5} - k_{FEM7}) \sin(6p\theta_m) \right) i_d + \right. \\ \left. + (L_d - L_q) i_q i_d + \sqrt{3} \frac{\hat{K}_t}{p} k_{FEM3} \sin(3p\theta_m) i_h \right) \quad (120)$$

On remarque l'interaction des harmoniques supplémentaires de la fem avec les courants dans le repère rotorique. Le couple est affecté par des pulsations en $6p\theta_m$ au cas où les courants i_d et i_q sont des grandeurs constantes et le courant homopolaire est supposé sinusoïdal avec une pulsation égale à $3p\theta_m$.

6.7. Validation du modèle électrique

6.7.1. Validation du modèle électrique de la machine

Le modèle électrique de la machine a été élaboré à l'aide d'une analyse de type Éléments Finis. Cette analyse a permis de mettre en évidence qu'un modèle de la machine SOFRACI se reposant uniquement sur l'hypothèse du premier harmonique de la force magnétomotrice risquait d'être insuffisant. La prise en compte de ces harmoniques supplémentaires demande un modèle plus complexe mais qui, en même temps, rend difficile l'obtention d'une commande par inversion. Du fait de la complexité du modèle, le choix a été fait de garder un modèle simple pour la commande qui permet de contrôler les grandeurs fondamentales des deux machines fictives et de considérer les autres harmoniques comme des perturbations. Le modèle complet permet ainsi de prévoir le comportement de la machine lorsque la commande basée sur un modèle simplifié est utilisée.

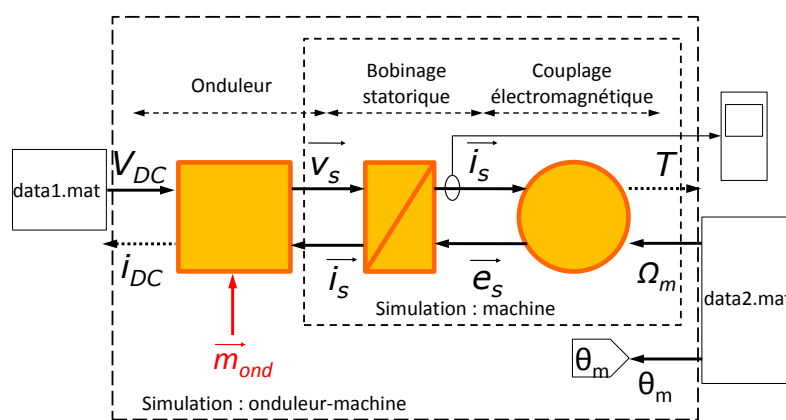


Figure 133 Schéma du principe de validation du modèle électrique de l'entraînement : gauche – configuration expérimentale ; droite – configuration simulation

Dans ce paragraphe nous proposons la validation du modèle électrique de notre entraînement. L'analyse consiste à superposer les courants mesurés expérimentalement avec les courants simulés utilisant comme modèle ceux développés dans l'annexe 6.6.1, modèle qui comporte toutes les informations issues des analyses de type Éléments Finis.

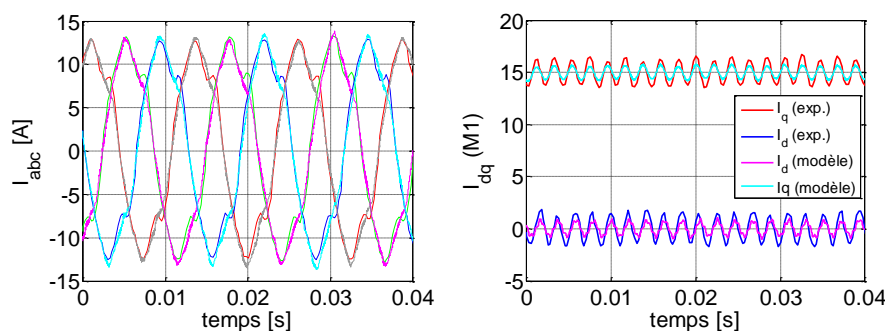


Figure 134 Courants expérimentaux et simulés : gauche – repère naturel ; droite – repère de Park (machine M1)

Le schéma de principe pour générer les résultats simulés est présenté en Figure 133. Les modèles électriques de l'onduleur et de la machine sont simulés utilisant comme éléments d'entrée la tension continue V_{DC} , la vitesse mécanique Ω_m et la position mécanique θ_m . Ces données ont été préalablement récupérées et stockées dans un fichier de données type « mat » issu des résultats

expérimentaux. Le modèle simulé est piloté par la même structure de commande (en termes de complexité et paramètres) utilisée pour les résultats expérimentaux.

Les résultats ainsi obtenus permettent une analyse de la précision du modèle. On rappelle que le modèle n'est pas uniquement celui de la machine mais également celui de l'ensemble onduleur-machine. Nous allons préférer cette approche car l'onduleur de tension est responsable, lui-aussi, des injections des perturbations qui se reflètent sur les courants statoriques, notamment sur la composante homopolaire. Également, on évite ainsi de travailler avec des grandeurs de tension modulée par l'onduleur qui demandent des fréquences d'échantillonnage élevées afin de garder une bonne précision.

Dans les deux cas, la structure de commande consiste en des correcteurs PI avec compensation de la fem pour la machine principale. Les correcteurs sont réglés avec un temps de réponse en boucle fermée de 0.015 s équivalent à une bande passante de 200 rad/s.

Examinons les courants en quadrature dans le repère de Park (Figure 134). À part l'harmonique fondamental, celui qui est principalement responsable de la génération du couple, qui est retrouvé dans les deux cas avec le même taux, on observe également un harmonique supplémentaire. Cet harmonique (principalement 6 en dq ou 5 et 7 dans le repère naturel). La phase de l'harmonique six est bien identifiée par le modèle, mais en regardant l'analyse spectrale dans la Figure 136, les résultats expérimentaux montrent une erreur en amplitude égale à un facteur deux pour les harmoniques cinq et sept.

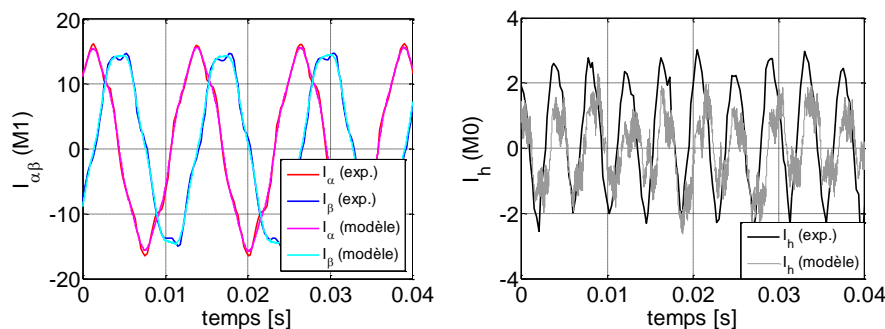


Figure 135 Courants expérimentaux et simulés dans le repère de Concordia : gauche - machine principale ; droite machine homopolaire

On imagine deux hypothèses qui peuvent être considérées individuellement ou ensemble pour expliquer cette différence sur les composantes $\alpha\beta$. La première consiste à une variation de la fem lorsque la machine est en charge. Cette variation qui n'est pas prise en compte dans le modèle de commande est responsable de l'injection indirecte des perturbations. Une deuxième hypothèse, plus plausible, considère les coefficients dans la matrice des inductances, notamment une possible augmentation des coefficients L_{m4} et L_{mn4} lors de la mise en charge de la machine. Ces termes sont responsables des couplages en $6p\theta$ (Annexe 6.6.3).

Concernant la machine homopolaire, une commande à tension homopolaire nulle ($V_h^* = 0$) a été utilisée. Cette commande met en court-circuit la machine fictive homopolaire. Ainsi, le courant généré est lié : aux tensions à l'état passant, aux chutes résistives et aux temps morts des IGBT (responsables de l'injection de l'harmonique de rang trois dans les tensions de phase), à la fem homopolaire et aux couplages entre les axes $h-d$ et $h-q$. Sur l'analyse spectrale on identifie un rapport

de l'ordre de un et demi concernant le taux d'harmonique trois de courant entre les résultats expérimentaux et les résultats simulés.

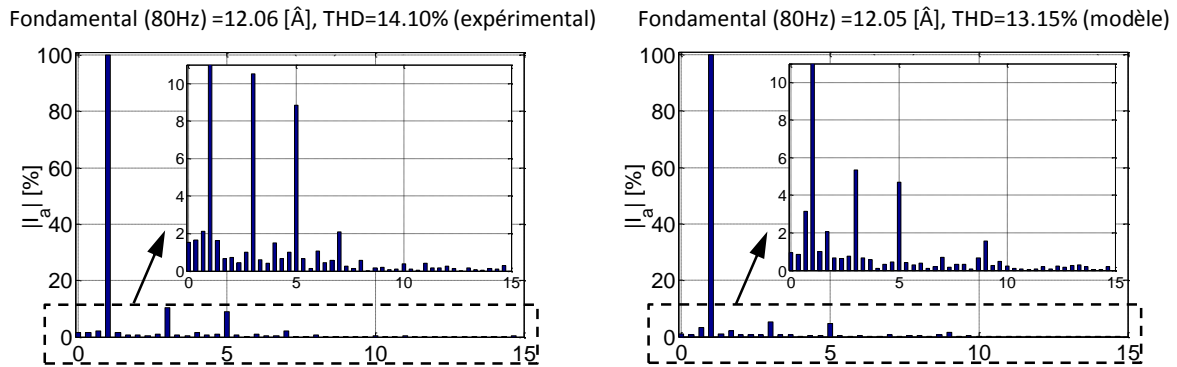


Figure 136 Analyse spectrale des courants expérimentaux par rapport à l'analyse spectrale des courants issus des simulations

L'existence des multiples possibilités de variation des paramètres dans le prototype SOFRACI rend difficile un modèle précis pour toute la plage de fonctionnement de l'entraînement concernant les harmoniques. Néanmoins, le modèle présenté dans l'Annexe 6.6 et analysé sous forme de résultats des courants de phase simulés et réalisés expérimentalement, permet de valider dans une certaine proportion les phénomènes de couplage dus à la géométrie de la machine. Il permet également de tester et valider en simulation la robustesse de la commande qui est réalisée sur la base d'un modèle plus simple, plus facile à inverser pour développer la structure de commande, le modèle d'une machine à pôles lisses.

6.7.2. Validation du modèle électrique de l'onduleur

Ce paragraphe est dédié à la validation du modèle d'onduleur présenté dans le paragraphe 2.3.2. Le modèle d'onduleur proposé, réalisé à l'aide des outils Simulink/SimPowerSystems, est analysé utilisant chaque stratégie de pilotage.

Une commande à tension homopolaire nulle est implémentée pour les quatre stratégies. La fréquence des composantes électriques fondamentales de 79.5 Hz (124.9 rad/s mécanique – fonctionnement hors defluxage), est maintenue constante pour toutes les modulations et la fréquence MLI est fixée à 10 kHz. On rappelle que le rapport des constantes de temps entre la machine fictive homopolaire et la machine principale est de l'ordre de 0.05.

Chaque stratégie de modulation est accompagnée par quatre figures. Dans les figures a) et c) les effets de la modulation en tension sont visualisés sur le courant de phase (a) avec un harmonique fondamental égal à 10.6 [A] et 25 [A] (0.5 et 1.2 pu en régime permanent) respectivement, et sur le courant homopolaire. Les mesures expérimentales sont réalisées à l'aide d'un oscilloscope. Les figures a) et c) sont couplées avec les figures b) et d) où une simulation e à l'aide des outils Simulink/SimPowerSystems est réalisé de la manière exposée dans le paragraphe 2.3.2. La seule différence par rapport à la description faite dans ce paragraphe consiste en la prise en compte de la fem dans le modèle de la machine. Le taux de cet harmonique trois dans la fem est égal à celui du prototype SOFRACI, mesuré à vide expérimentalement et fixé à 2.4%.

6.7.2.1. Stratégie « 2 Niveaux »

Regardant la Figure 137 a), à part la composante homopolaire haute fréquence, une composante de rang trois est décelable. Étant donné que la commande met le circuit homopolaire en court-circuit, cette composante est liée notamment à la présence de l'harmonique trois de la fem. La simulation valide dans les mêmes proportions les phénomènes mesurés expérimentalement (Figure 137 b)). Dans la Figure 137 c) et d) on remarque que l'impact de l'harmonique trois dans fem semble réduit. En effet, ce sont les phénomènes non linéaires d'onduleur (temps morts, tension à l'état passant et, plus particulièrement, les chutes des tensions résistives des éléments semi-conducteurs) qui sont responsables de l'injection d'une tension de rang trois. Pour ce point de fonctionnement, l'amplitude et la phase injectée par l'onduleur sont équivalentes à celles de la fem homopolaire. Il revient ainsi que le courant homopolaire de basse fréquence est fortement réduit par rapport au cas précédent.

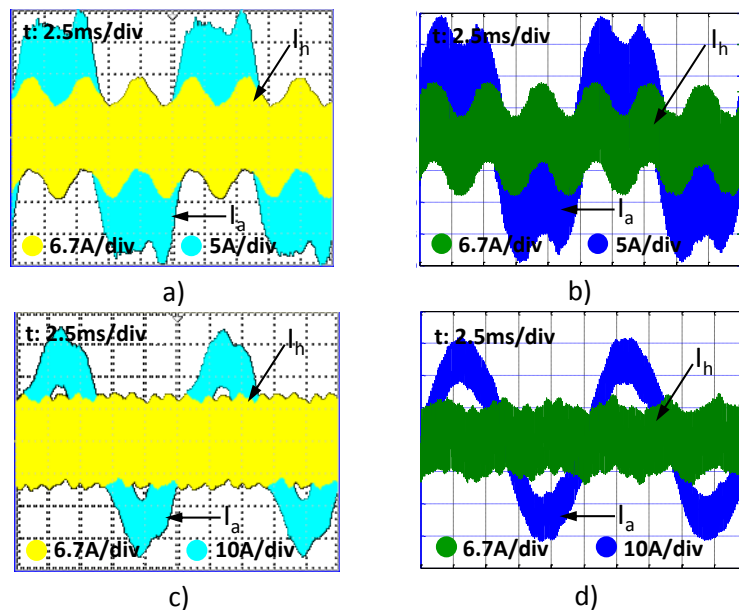


Figure 137 Courant de phase et courant homopolaire pour la stratégie « 2 Niveaux »

On rappelle en ce sens le travail assez récent de [28] où la problématique des chutes de tension dues aux tensions à l'état passant des interrupteurs et les tensions à l'état passant des diodes sont étudiées. Il est montré ainsi que, les chutes de tension des éléments semi-conducteurs sont responsables de l'injection d'une tension homopolaire non nulle. Dans le cas d'un circuit homopolaire avec une faible constante de temps, cette tension peut générer un courant homopolaire. L'effet des temps morts d'activation est présenté comme étant également responsable de l'injection d'une composante homopolaire de tension qui se superpose à celui dû aux chutes de tension. La problématique liée à la non-linéarité de l'onduleur est également retrouvée très récemment dans [19]. En autorisant une tension homopolaire non nulle, les auteurs proposent l'utilisation d'une compensation en tension ciblée sur les harmoniques homopolaires.

6.7.2.2. Stratégie « 3 Niveaux Simple Modulation »

Les résultats de simulation et les résultats expérimentaux utilisant la stratégie « 3 Niveaux Simple Modulation (SM) » sont présentés dans la Figure 138.

Dans la Figure 138 a) et b) on discerne une composante de rang trois dans le courant de phase. Cette composante homopolaire du courant est le résultat de l'interaction de la tension de rang trois

injectée du fait des non linéarités de l'onduleur, avec la fem homopolaire. Comme dans le cas de la stratégie précédente, la tension de rang trois injectée par l'onduleur dépend du point de fonctionnement. Ainsi, dans la Figure 138 c) et d) on observe que cette tension aide à compenser la fem homopolaire et réduit sensiblement le courant homopolaire de basse fréquence.

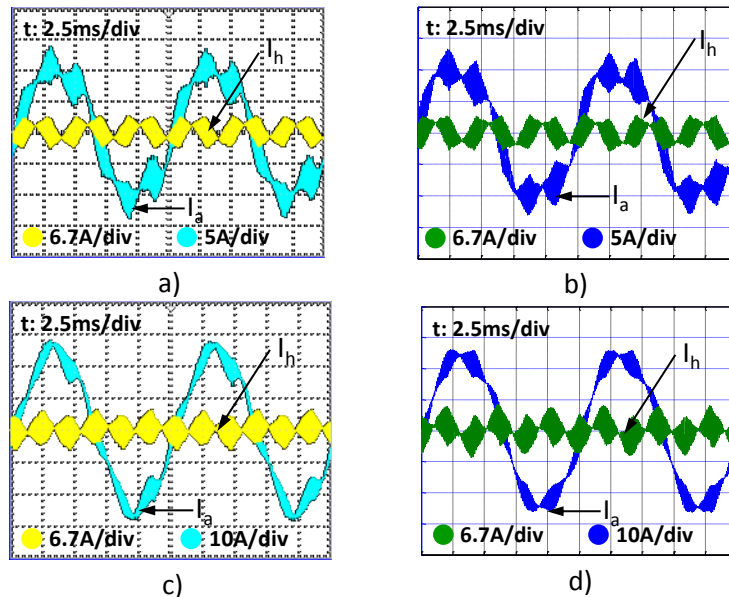


Figure 138 Courant de phase et courant homopolaire pour la stratégie « 3 Niveaux SM »

On distingue également dans le cas des deux courants deux amplitudes fondamentales différentes, aussi que le courant homopolaire de haute fréquence (au multiple de la fréquence MLI) peut être décrit comme un enchaînement de six formes de diamant par période électrique.

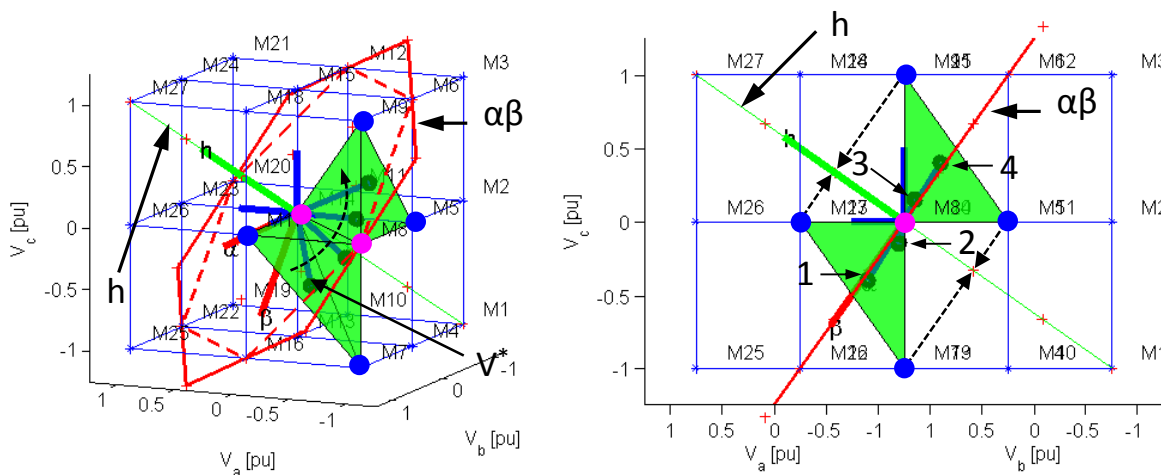


Figure 139 Analyse des vecteurs utilisés pendant les stratégies de type « 3 Niveaux » et l'impact sur le courant homopolaire de haute fréquence

Une analyse sur les tensions de phase générées par l'onduleur montre que le courant homopolaire haute fréquence est nul quand, pendant une période MLI, une des références de tension est proche ou égale à zéro. En effet, à cet événement correspond également le passage d'un tétraèdre à un autre et, pendant ces instants, ce sont les vecteurs avec une composante homopolaire instantanément nulle qui ont la pondération de la durée d'activation la plus élevée.

Une analyse analogue à la précédente peut concerner le sommet du diamant au niveau des courants. Cet évènement correspond lui à un nouveau passage entre deux tétraèdres. Cette fois-ci, le vecteur de référence est plus proche des vecteurs avec une composante homopolaire d'un tiers par rapport à la valeur maximale.

La Figure 139 permet de visualiser ce phénomène utilisant un vecteur de référence qui est projeté dans le cube. Considérant que le vecteur parcourt un sixième du plan $\alpha\beta$, il traverse deux tétraèdres. Chaque tétraèdre est caractérisé par quatre vecteurs, dont deux vecteurs ont une composante homopolaire nulle (les points magenta dans la Figure 139). Pendant que le vecteur de référence se trouve soit dans la position 1 soit dans la position 4 (Figure 139 - gauche), la durée d'activation des vecteurs avec composante homopolaire non nulle (les points bleus dans la Figure 139) est la plus élevée par période MLI. Pendant que le vecteur de référence est proche des positions 2 et 3, la durée d'activation des vecteurs avec homopolaire nulle est plus importante dans une période MLI.

6.7.2.3. Stratégie « 3 Niveaux Double Modulation »

La stratégie à double modulation est responsable des améliorations au niveau de la présence du courant homopolaire de haute fréquence.

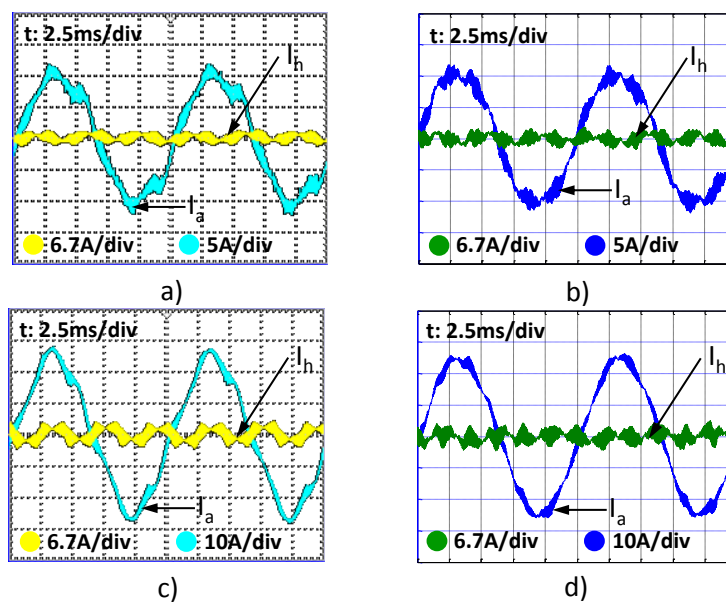


Figure 140 Courant de phase et courant homopolaire pour la stratégie « 3 Niveaux DM »

Par contre, on peut considérer que les phénomènes non linéaires de l'onduleur comme la tension à l'état passant, les chutes résistives et les temps morts ont un impact amplifié par un facteur deux par rapport à la stratégie « Simple Modulation ». Cet aspect est visible dans la Figure 140 c) où un courant homopolaire d'harmonique trois est généré. En regardant la Figure 138 a) c) et Figure 140 a), c) on observe que, dans la dernière figure (Figure 140 c)) le courant homopolaire a changé de phase (de π rad). On déduit ainsi que la tension due aux non linéarités de l'onduleur est plus importante que dans les cas précédents (la stratégie de type simple modulation), ce qui a permis la génération du courant homopolaire présent dans la Figure 140 c). On observe également que dans la simulation, le modèle a ses limitations car des contraintes liées aux pas de calcul rendent difficile l'analyse de ces phénomènes non linéaires.

6.7.2.4. Stratégie « Z SVM »

Dans le cas de la stratégie vectorielle, le modèle d'onduleur semble très adapté dans le premier cas où un courant de $0.5 pu$ est imposé. En revanche, pour un courant plus élevé, l'effet des non linéarités peut être important. On voit dans la Figure 141 c) cet aspect dans un cas favorable où la fem homopolaire semble être compensée par la tension homopolaire injectée par l'onduleur.

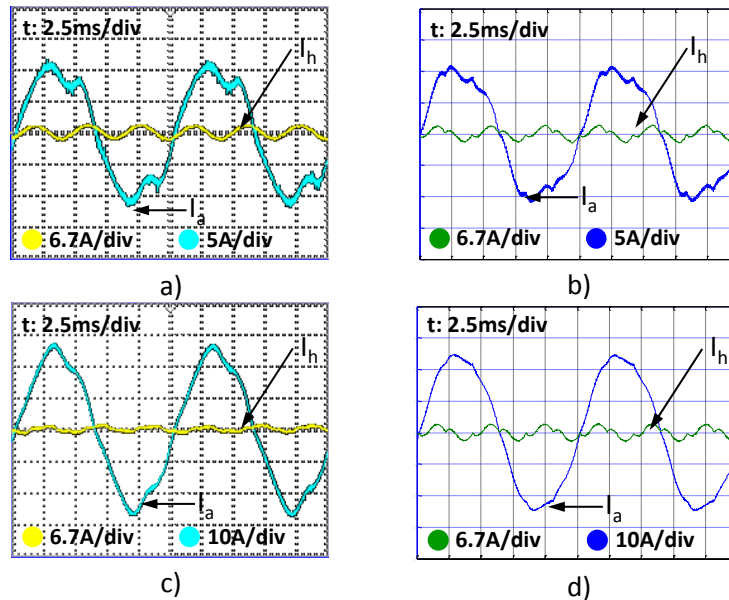


Figure 141 Courant de phase et courant homopolaire pour la stratégie « Z SVM »

En conclusion, à un examen des résultats expérimentaux et simulés, il semble que le modèle proposé est suffisamment précis pour une plage de valeurs de courants. Pour des courants plus élevés, on observe que la précision du modèle d'onduleur proposé dépend en partie de la stratégie de pilotage employée. Si la stratégie de pilotage induit un nombre de commutations élevé par période MLI (cas de la double modulation) ou des commutations simultanées (cas de la stratégie « 2 Niveaux » et « Z SVM »), l'effet des non linéarités de l'onduleur est moins prévu par le modèle et quelques différences au niveau des résultats interviennent entre les grandeurs mesurées et celles simulées.

6.8. L'impact des harmoniques supplémentaires sur la commande

Le régime de fonctionnement MTPA est généralement souhaité dans le cadre de la commande d'une machine synchrone. Il permet de fonctionner à pertes Joule minimales à couple donné. Dans une machine triphasée, pendant le fonctionnement en défluxage, un des deux degrés de liberté est utilisé pour gérer la contrainte de saturation en tension de l'onduleur. En effet, l'action de ce degré de liberté est prioritaire car sans une gestion de la saturation en tension de l'onduleur, le fonctionnement de l'entraînement est compromis.

On peut conclure que, si la gestion de la limite de saturation intervient plus tôt, l'action de défluxage sera plus prononcée. Ainsi, il est souhaitable qu'un fonctionnement à la limite de la saturation de l'onduleur soit pratiqué, ce qui permet : de fonctionner le plus de temps en MTPA et de travailler à couple maximal pendant le défluxage. Cet aspect a fait partie du développement proposé dans le paragraphe 3.2.2.

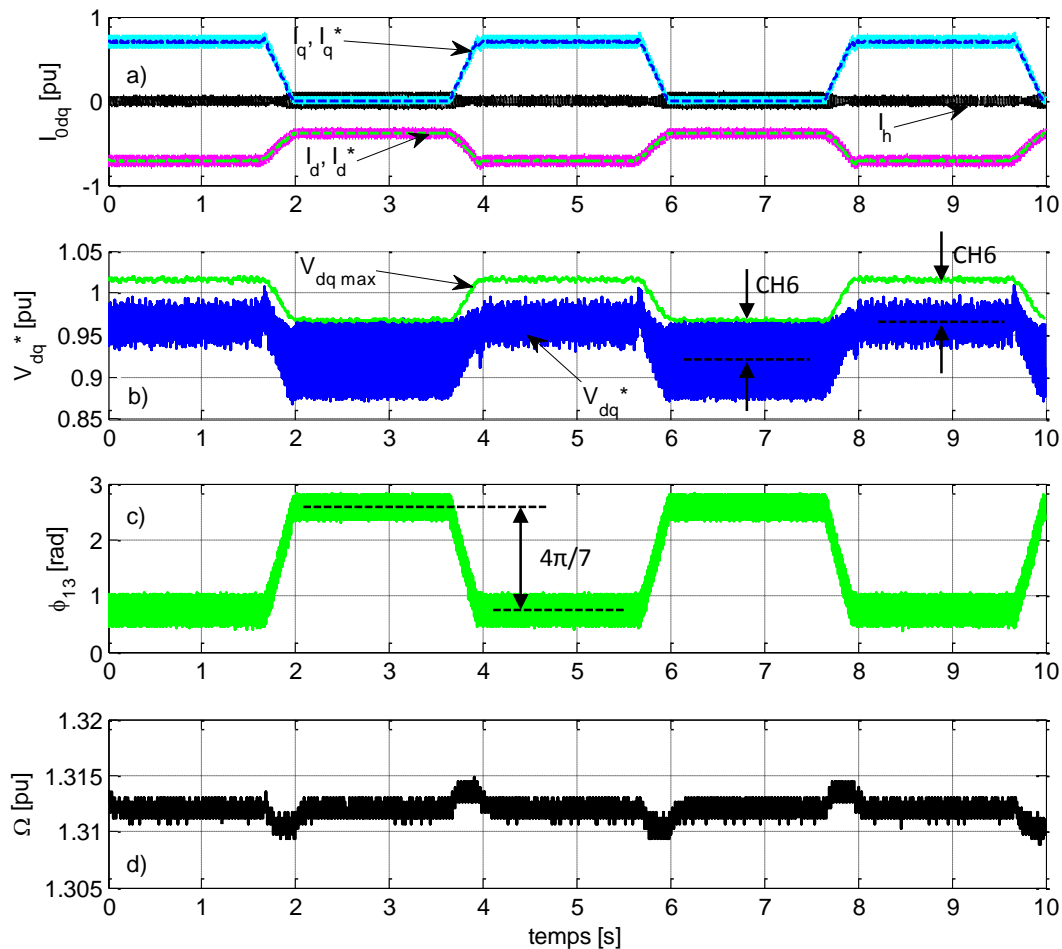


Figure 142 L'impact des harmoniques supplémentaires (résultats expérimentaux)

Dans le cadre de la machine à trois phases indépendantes, un fonctionnement à la limite de la saturation est plus contraignant car deux sous-espaces de tension sont à contrôler. Ainsi, en

considérant uniquement les harmoniques fondamentaux de chaque sous-espace fictif associé, une solution de contrôle à courant homopolaire nul a été élaborée.

Dans le cas où la machine présente des harmoniques de rang cinq et sept dans la fem ou lorsqu'un découplage des équations dans le repère du Park n'est plus obtenu, le choix d'utiliser uniquement les harmoniques fondamentaux de chaque sous-espace ne garantit plus un fonctionnement à la limite de saturation de l'onduleur. En fait, comme vu dans la Figure 142, dans ce cas le module de la tension de référence en régime permanent n'est plus une grandeur constante dans le repère de Park, mais elle est affectée par l'harmonique six (principalement).

Dans la Figure 142 deux points de fonctionnement en défluxage sont présentés (utilisant la stratégie à courant homopolaire nul) capable de gérer le fonctionnement à la limite de la saturation de l'onduleur). La vitesse est maintenue constante mais la consigne de couple varie entre $0.7 pu$ et zéro. On observe ainsi que, du fait du changement du point de fonctionnement de $T^*=0$ à $T^*=0.7 pu$, la phase relative entre l'harmonique fondamental et l'harmonique trois se décale de $4\pi/7$ (1.8) vers une position « favorable » du point de vue de la limitation en tension de la machine principale afin de fonctionner à la limite de saturation de l'onduleur. Dans le même contexte, les harmoniques de rang cinq et sept (maintenant six en dq) vont enregistrer également des déphasages par rapport au fondamental et/ou des changements en amplitude (dus aux couplages, non linéarités magnétiques, etc.).

Par rapport à la valeur maximale de tension accessible dans le sous-espace dq , obtenue avec le choix de fonctionnement uniquement avec l'harmonique fondamental et l'harmonique trois, la nécessité d'imposer une limitation supplémentaire sous la forme d'un coefficient de sécurité (CH6) intervient pour prendre en compte d'autres harmoniques (notamment cinq et sept ou six en dq).

En effet, la structure de contrôle (voir Figure 80) calcule « en ligne » un coefficient qui est utilisé dans l'algorithme gérant la limitation en tension du sous-espace principal de tension (dq). Ce coefficient tient compte des harmoniques principaux dans chaque sous-espace de tension : harmonique fondamental et harmonique trois. Ensuite, un coefficient « hors ligne » est ajouté pour garantir l'absence de la saturation en tension de l'onduleur. Bien évidemment, ce choix de coefficient peut affecter le fonctionnement à la limite de la saturation pour certains points de fonctionnement.

6.9. Le projet SOFRACI

SOFRACI

Structure Onduleur Fort Rendement A fonction Charge Intégrée

Systemes Mécatroniques pour l'Electrification du Véhicule

Résumé du projet :

L'objectif est de définir une nouvelle structure de puissance qui permet de réaliser la fonction traction ET recharge rapide et lente d'un véhicule électrique sans contacteur et de valider son fonctionnement ainsi que de caractériser ses performances.

Le champ d'action sera le moteur, l'électronique de puissance, les capteurs mis en jeux et les stratégies de pilotage des éléments actifs.

Une remise à plat complète de l'architecture système sera faite pour trouver une structure unique électronique + moteur qui puisse satisfaire naturellement la double fonctionnalité traction et charge sous ses formes rapide ou lente.

Une remise en cause sera faite de la topologie et la structure interne du moteur électrique, afin de trouver le meilleur compromis coût performance. Cela inclut également la structure du capteur de position moteur.

Un travail important sera fourni pour trouver les stratégies de commande robustes des commutateurs de puissance ainsi que les stratégies visant à augmenter la disponibilité des fonctions (tolérance aux défauts et modes dégradés évolués)

En jouant sur tous ces différents éléments, on cherchera aussi à optimiser le rendement global de la chaîne de traction et quantifier les gains en autonomie véhicule.

Objectifs visés par le projet :

Définir et valider une architecture E/E permettant d'assurer deux fonctions avec une seule électronique dans une structure adaptée :

- Fonction traction électrique réduisant les pertes du système
- Fonction de recharge batterie rapide sans contacteur de 4 à 20 KW

Obtenir une modularité en fonction de la tension batterie

Acquérir une approche « système »

Définir une architecture utilisable pour tous les véhicules décarbonés

Durée [36 mois

Budget global [6,4 M€ (dont 2,7 M€ de financements publics)

Principales retombées attendues :

Le projet SOFRACI a pour objectif d'introduire des ruptures technologiques majeures en terme de structure électronique des VE en agissant sur plusieurs niveaux :

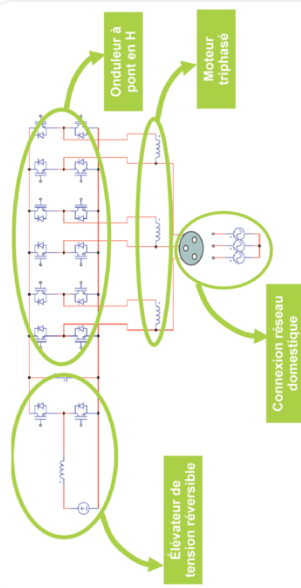
- La définition de nouvelles topologies d'électronique de puissance, pour imposer un nouveau standard de référence,
- L'élaboration de stratégies innovantes de commande des nouvelles machines électriques réversibles,
- L'élaboration de modèles adaptés à cette nouvelle approche, élargissant la palette des concepteurs de systèmes. Ceux-ci viendront également enrichir les outils de développement en mécatronique que le DAS mécatronique du pôle a identifié comme prioritaire.

Dans le but d'obtenir :

- Une compétitivité renouée, par rapport à la concurrence asiatique ou même allemande, pour les acteurs du projet. La réduction de la dépendance aux brevets et acquis technologiques des sociétés japonaises et asiatiques, devrait s'avérer importante grâce aux innovations architecturales attendues. Cela devrait permettre de disposer de plus de valeur ajoutée et de marge, tout en améliorant notre liberté d'introduction de nouveaux produits. Enfin, cela permettra de renforcer et de créer.
- Des emplois dans la filière de l'électronique de puissance, grâce à des plateformes technologiques protégées.
- Une stabilisation des emplois des PME de la région et une amélioration de la compétitivité technologique de nos organismes de recherche.
- La participation aux développements des compétences du Pôle technologique Moveo-DEGE, auxquels plusieurs des partenaires seront étroitement associés, pour que ce Pôle augmente son attractivité pour un plus grand nombre d'entreprises et son rayonnement au niveau mondial.

État d'avancement (Mai 2012) :

- Validations fonctionnelles du prototype de l'électronique sur banc & sur véhicule réalisées
 - En monophasé 3KW
 - En triphasé 22KW
 - En traction
- Caractérisation en cours des performances du SOFRACI en mode charge et traction



6.10. Zooms de figures

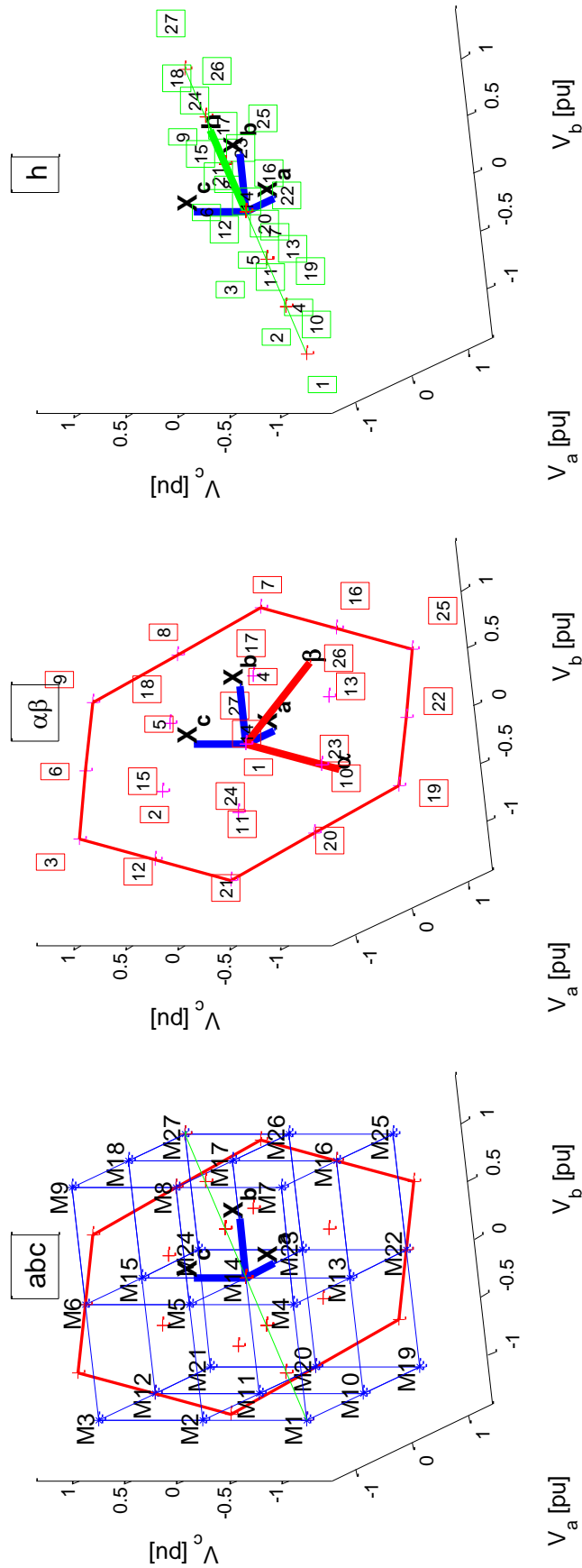


Figure 143 Représentation des vecteurs accessibles avec la structure à six bras d'onduleur en utilisant une base tridimensionnelle ; projections dans une nouvelle base découplée

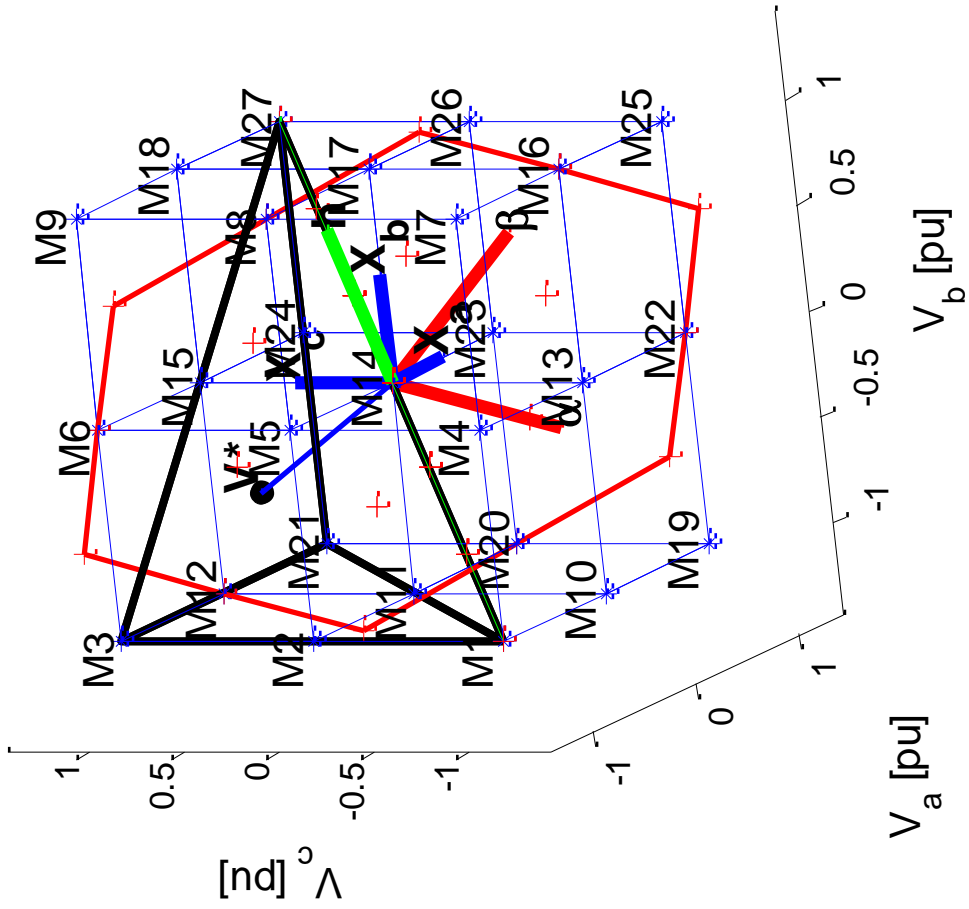


Figure 144 Modulation de type « 2 Niveaux » – zoom sur les vecteurs activés pendant une période MLI

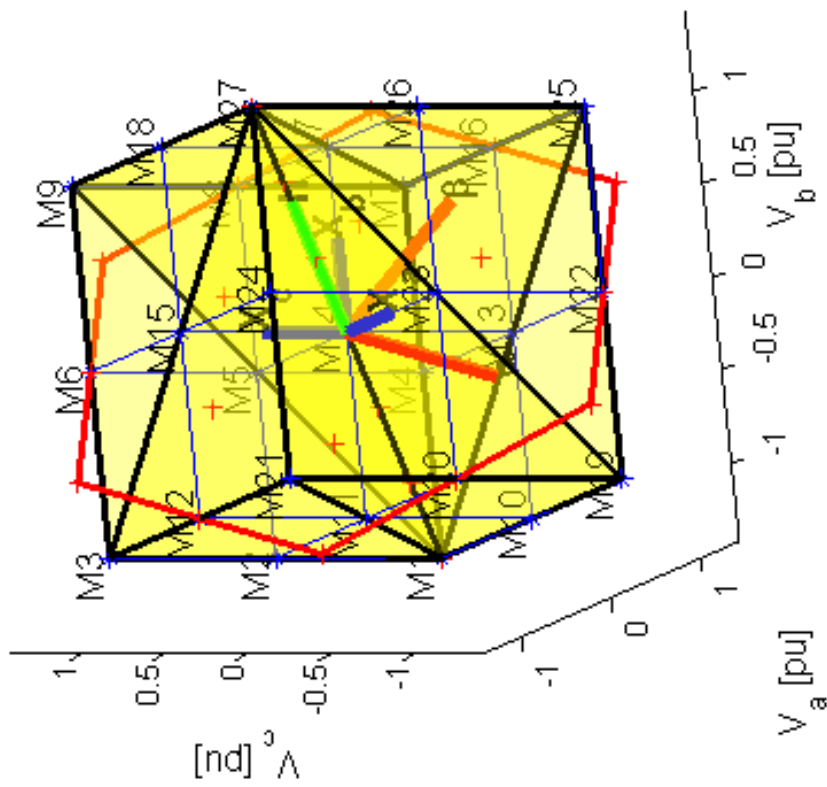


Figure 145 Zoom sur les 6 tétraèdres accessibles avec la modulation « 2 Niveaux »

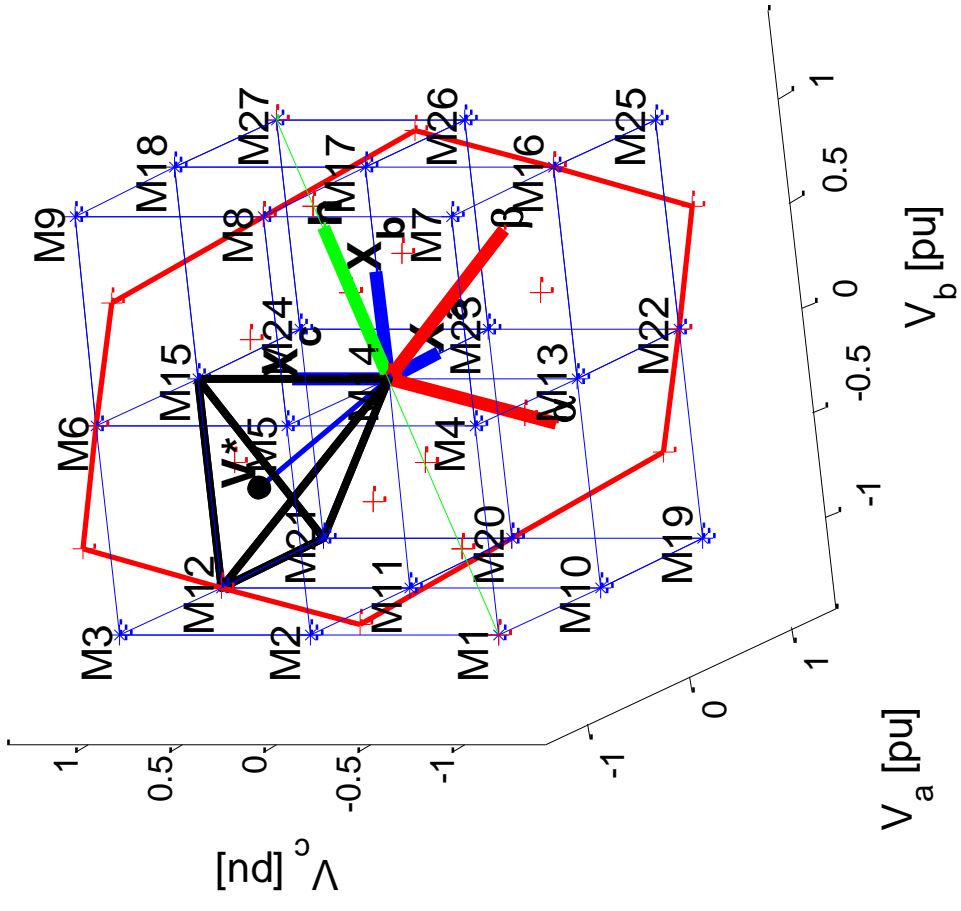


Figure 146 Modulation de type « 3 Niveaux SM/DM » – zooms sur les vecteurs activés pendant une période MLI

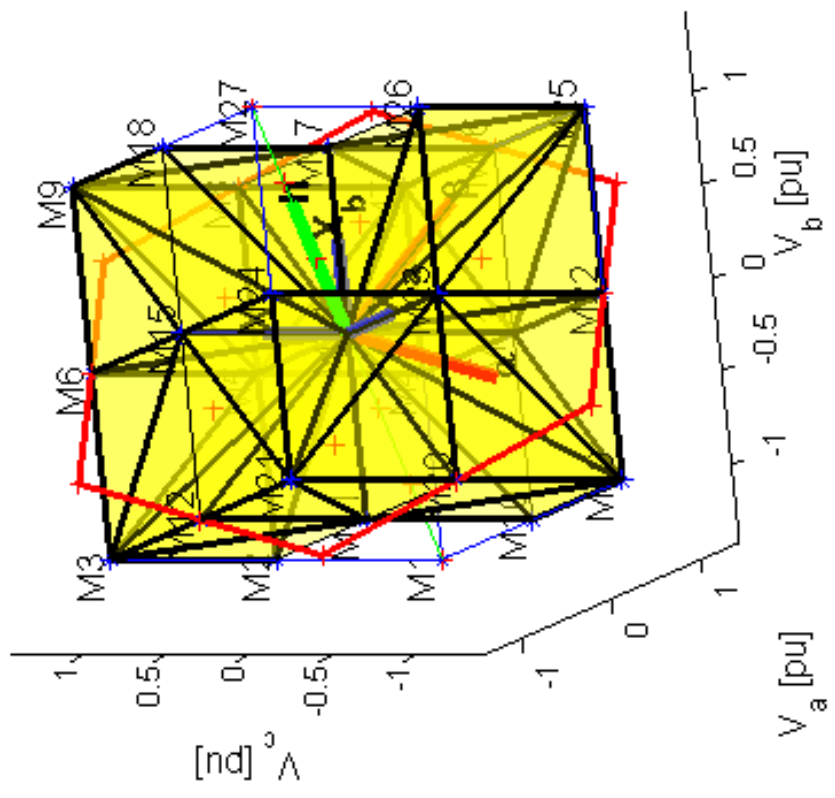


Figure 147 Zoom sur les tétraèdres accessibles lors de la modulation « 3 Niveaux »

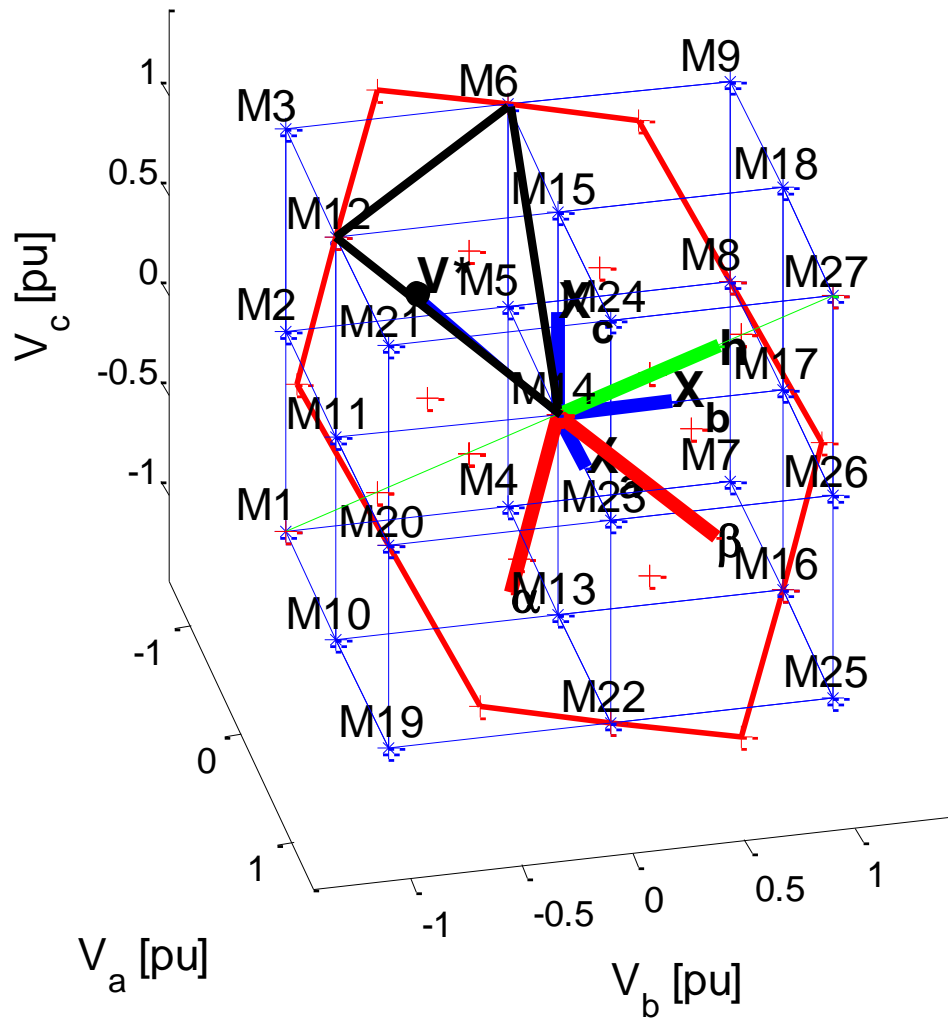


Figure 148 Modulation vectorielle « Z-SVM » – zoom sur les vecteurs activés pendant une période MLI

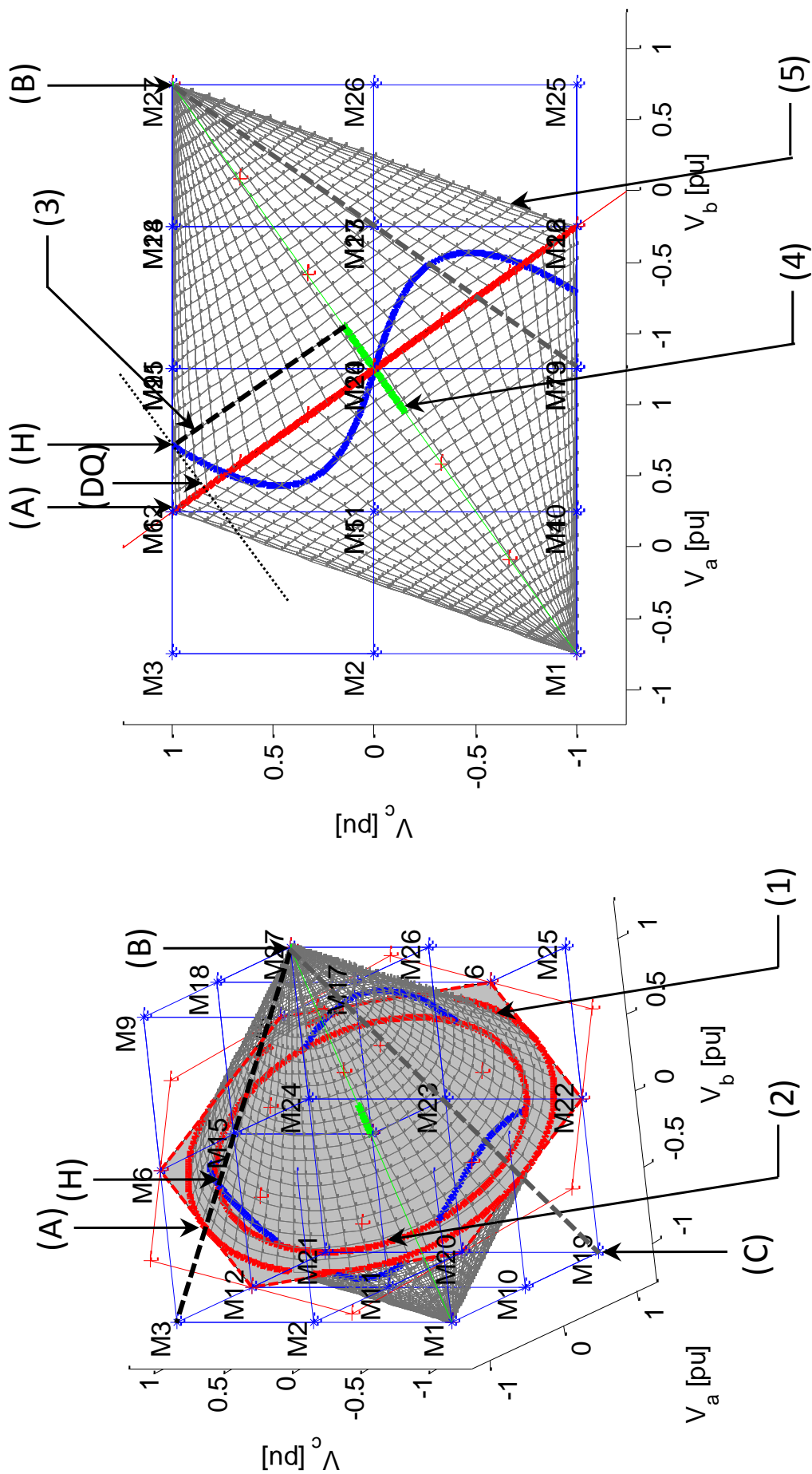


Figure 149 Zoom sur l'espace accessible de la machine fictive principale en fonction de la composante homopolaire de tension

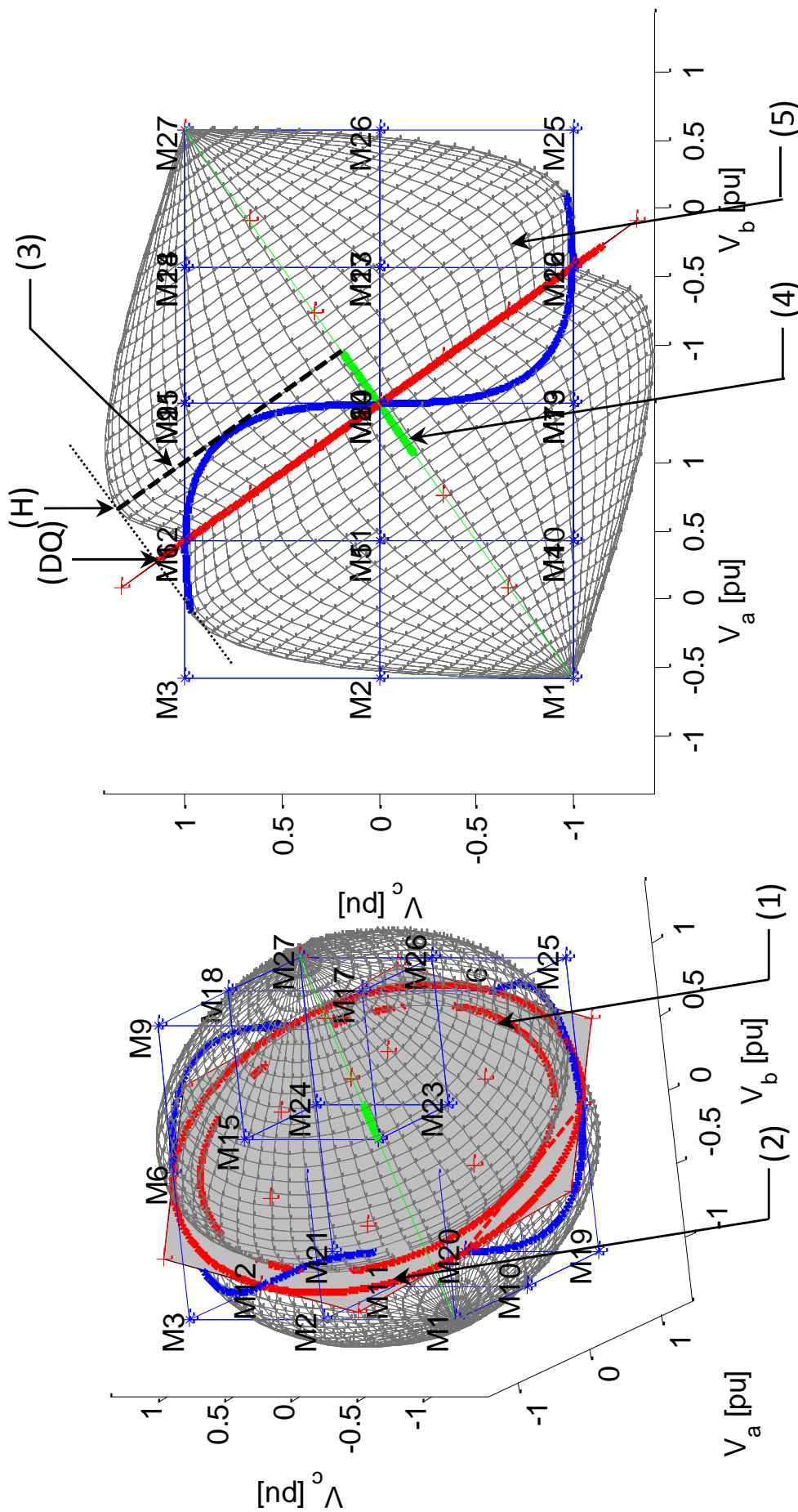


Figure 150 Zoom sur l'espace accessible de la machine fictive principale en fonction de la composante homopolaire de tension et du déphasage relatif $\phi_{3,nul}$

7. Bibliographie

- [1] Développement Durable, http://www.dictionnaire-environnement.com/developpement_durable_dd_ID345.html (consulté le 25.03.2013)
- [2] Jean-Marc Jancovici, <http://www.manicore.com/index.html> (consulté le 25.03.2013)
- [3] BP World Energy Outlook 2013, BP Statistical Review, <http://www.bp.com/sectionbodycopy.do?categoryId=7500&contentId=7068481> (consulté le 25.03.2013)
- [4] European Environment Agency, <http://www.eea.europa.eu> (consulté le 25.03.2013)
- [5] Bruyere, A., "Modélisation et Commande d'un alerno-demarreur heptaphasé pour application automobile micro-hybride", Thèse de doctorat, Arts et Métiers CER Lille, 6 mai 2009
- [6] Richard, D.; Dubel, Y., "Valeo StARS Technology: A Competitive Solution for Hybridization", Power Conversion Conference - Nagoya, 2007. PCC '07, pp.1601,1605, 2-5 April 2007, doi: 10.1109/PCCON.2007.373178, URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4239368&isnumber=4239118>
- [7] US Department of Energy – Vehicle Technologies Program, US Department of Energy – Office of electricity Delivery and Energy Reliability, Plug-In Hybride Electric Vehicle Value Proposition Study, http://www.afdc.energy.gov/pdfs/phev_study_final_report.pdf (consulté le 25.03.2013)
- [8] Patil, P.G., "Prospects for electric vehicles", Aerospace and Electronic Systems Magazine, IEEE , vol.5, no.12, pp.15,19, Dec. 1990, doi: 10.1109/62.61953, URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=61953&isnumber=2254>
- [9] Jahns, T.M., "Improved Reliability in Solid-State AC Drives by Means of Multiple Independent Phase Drive Units", IEEE Transactions on Industry Applications, vol.IA-16, no.3, pp.321,331, May 1980, doi: 10.1109/TIA.1980.4503793, URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4503793&isnumber=4503790>
- [10] Gopalarathnam, T.; Toliyat, H.A.; Moreira, J.C., "Multi-phase fault-tolerant brushless DC motor drives", Conference Record of the 2000 IEEE Industry Applications Conference, vol.3, no., pp.1683,1688 vol.3, 2000, doi: 10.1109/IAS.2000.882107, URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=882107&isnumber=19070>
- [11] Welchko, B.A.; Jahns, T.M.; Lipo, T.A., "Short-circuit fault mitigation methods for interior PM synchronous machine drives using six-leg inverters", IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04., vol.3, no., pp.2133,2139 Vol.3, 20-25 June 2004, doi: 10.1109/PESC.2004.1355448, URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=1355448&isnumber=29761>
- [12] Attaianese, C.; Nardi, V.; Tomasso, G., "A Novel Control for Dual Cascaded Inverters", 42nd IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2007 IEEE Industry Applications Conference, pp.244,250, 23-27 Sept. 2007, doi: 10.1109/07IAS.2007.61, URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4347793&isnumber=4347749>
- [13] Welchko, B.A.; Lipo, T.A.; Jahns, T.M.; Schulz, S.E., "Fault tolerant three-phase AC motor drive topologies: a comparison of features, cost, and limitations", IEEE Transactions on Power Electronics, vol.19, no.4, pp.1108,1116, July 2004, doi: 10.1109/TPEL.2004.830074, URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=1310399&isnumber=29090>
- [14] Wolmarans, J.J.; Gerber, M.B.; Polinder, H.; De Haan, S. W H; Ferreira, J.A.; Clarenbach, D., "A 50kW integrated fault tolerant permanent magnet machine and motor drive", IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008., pp.345,351, 15-19 June 2008, doi: 10.1109/PESC.2008.4591953, URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4591953&isnumber=4591876>
- [15] Bennett, J.W.; Atkinson, G.J.; Mecrow, B.C.; Atkinson, D.J., "Fault-Tolerant Design Considerations and Control Stratégies for Aerospace Drives", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.59, no.5, pp.2049,2058, May 2012, doi: 10.1109/TIE.2011.2159356, URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=5873143&isnumber=6142654>

- [16] Yang Wang; Lipo, T.A.; Di Pan, "Half-controlled-converter-fed open-winding permanent magnet synchronous generator for wind applications", 2010 14th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC), pp.T4-123,T4-126, 6-8 Sept. 2010, doi: 10.1109/EPEPEMC.2010.5606656, URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=5606656&isnumber=5606503>
- [17] Welchko, B.A., "A double-ended inverter system for the combined propulsion and energy management functions in hybrid vehicles with energy storage", 31st Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, 2005. IECON 2005., pp.6, 6 Nov. 2005, doi: 10.1109/IECON.2005.1569110, URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=1569110&isnumber=33243>
- [18] Mu-Shin Kwak; Seung-Ki Sul, "Flux Weakening Control of an Open Winding Machine with Isolated Dual Inverters", 42nd IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2007 IEEE Industry Applications Conference, 2007., pp.251,255, 23-27 Sept. 2007, doi: 10.1109/07IAS.2007.32, URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4347794&isnumber=4347749>
- [19] Yang Wang; Panda, D.; Lipo, T.A.; Di Pan, "Open-Winding Power Conversion Systems Fed by Half-Controlled Converters", IEEE Transactions on Power Electronics, vol.28, no.5, pp.2427,2436, May 2013, doi: 10.1109/TPEL.2012.2218259, URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=6307886&isnumber=6361328>
- [20] Gerrits, T.; Wijnands, C. G E; Paulides, J. J H; Duarte, J. L., "Dual voltage source inverter topology extending machine operating range", 2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), pp.2840,2846, 15-20 Sept. 2012, doi: 10.1109/ECCE.2012.6342526, URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=6342526&isnumber=6342155>
- [21] Julian, A.L.; Oriti, G.; Lipo, T.A., "Elimination of common-mode voltage in three-phase sinusoidal power converters", IEEE Transactions on Power Electronics, vol.14, no.5, pp.982,989, Sep 1999, doi: 10.1109/63.788504, URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=788504&isnumber=17083>
- [22] Somasekhar, V.T.; Srinivas, S.; Kumar, K.K., "Effect of Zero-Vector Placement in a Dual-Inverter Fed Open-End Winding Induction-Motor Drive With a Decoupled Space-Vector PWM Strategy", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.55, no.6, pp.2497,2505, June 2008, doi: 10.1109/TIE.2008.918644, URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4455602&isnumber=4531695>
- [23] Shiny, G.; Baiju, M. R., "Space Vector PWM scheme without sector identification for an open-end winding induction motor based 3-level inverter", 35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics, 2009. IECON '09., pp.1310,1315, 3-5 Nov. 2009, doi: 10.1109/IECON.2009.5414649, URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=5414649&isnumber=5414636>
- [24] Somani, A.; Gupta, R.K.; Mohapatra, K.K.; Basu, Kaushik; Mohan, N., "Modulation strategies for direct-link drive for open-end winding AC machines", IEMDC '09. IEEE International Electric Machines and Drives Conference, 2009., pp.1863,1868, 3-6 May 2009, doi: 10.1109/IEMDC.2009.5075457, URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=5075457&isnumber=5075166>
- [25] Srinivasan, P.; Reddy, B.V.; Somasekhar, V.T., "PWM switching strategy for the elimination of common mode voltage of a two-level inverter drive with an open-end winding induction motor configuration", 2010 Joint International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES) & 2010 Power India, pp.1,6, 20-23 Dec. 2010, doi: 10.1109/PEDES.2010.5712532, URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=5712532&isnumber=5712370>
- [26] Oleschuk, V.; Sizov, A.; Bose, B.K.; Stankovic, A.M., "Phase-Shift-Based Synchronous Modulation of Dual Inverters for an Open-End Winding Motor Drive with Elimination of Zero Sequence Currents", PEDS 2005. International Conference on Power Electronics and Drives Systems, 2005., vol.1, pp.325,330, 16-18 Jan. 2006, doi: 10.1109/PEDS.2005.1619707, URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=1619707&isnumber=33939>
- [27] Oleschuk, V.; Profumo, F.; Griva, G.; Bojoi, R.; Stankovic, A.M., "Analysis and Comparison of Basic Schemes of Synchronized PWM for Dual Inverter-Fed Drives", 2006 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, vol.3, pp.2455,2461, 9-13 July 2006, doi: 10.1109/ISIE.2006.295958, URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4078633&isnumber=4078480>

- [28] Somani, A.; Gupta, R.K.; Mohapatra, K.K.; Mohan, N., "Circulating currents in open-end winding PWM ac drives", 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, IECON 2010, pp.798,804, 7-10 Nov. 2010, doi: 10.1109/IECON.2010.5675196, URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=5675196&isnumber=5674827>
- [29] Rodriguez, P.; Pou, J.; Pindado, R.; Montanya, J.; Burgos, R.; Boroyevich, D., "An Alternative Approach on Three-Dimensional Space-Vector Modulation of Three-Phase Inverters", IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC '05, pp.822,828, 16 June 2005, doi: 10.1109/PESC.2005.1581722, URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=1581722&isnumber=33408>
- [30] Do-Hyun Jang, "PWM methods for two-phase inverters", IEEE Industry Applications Magazine , vol.13, no.2, pp.50,61, March-April 2007, doi: 10.1109/MIA.2007.322258, URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4117398&isnumber=4116826>
- [31] Corzine, K.A.; Sudhoff, S.D.; Whitcomb, C.A., "Performance characteristics of a cascaded two-level converter", IEEE Transactions on Energy Conversion, vol.14, no.3, pp.433,439, Sep 1999, doi: 10.1109/60.790893, URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=790893&isnumber=17195>
- [32] Jahns, T.M.; Kliman, G.B.; Neumann, Thomas W., "Interior Permanent-Magnet Synchronous Motors for Adjustable-Speed Drives", IEEE Transactions on Industry Applications, vol.IA-22, no.4, pp.738,747, July 1986, doi: 10.1109/TIA.1986.4504786, URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4504786&isnumber=4504759>
- [33] Chan, C.C., "The state of the art of electric and hybrid vehicles", Proceedings of the IEEE , vol.90, no.2, pp.247,275, Feb 2002, doi: 10.1109/5.989873, URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=989873&isnumber=21333>
- [34] Welchko, B.A.; Nagashima, J.M., "The influence of topology selection on the design of EV/HEV propulsion systems", IEEE Power Electronics Letters, vol.1, no.2, pp.36,40, June 2003, doi: 10.1109/LPEL.2003.821033, URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=1249498&isnumber=27970>
- [35] Welchko, B.A.; Nagashima, J.M., "A comparative evaluation of motor drive topologies for low-voltage, high-power EV/HEV propulsion systems", 2003 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2003. ISIE '03., vol.1, pp.379,384 vol. 1, 9-11 June 2003, doi: 10.1109/ISIE.2003.1267278, URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=1267278&isnumber=28351>
- [36] Wang Dafang; Zhu Yueying; Xin Ming; Zhao Guifan, "Research on auto and rapid exchange system of EV battery cases", International Conference on Mechatronics and Automation, 2009. ICMA 2009., pp.2287,2291, 9-12 Aug. 2009, doi: 10.1109/ICMA.2009.5246721, URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=5246721&isnumber=5244759>
- [37] <http://www.greencarcongress.com/2009/09/renault-ze-20090915.html>, "Renault Unveils Four Concept EVs and Quickdrop Battery Switch System; Commits to 100,000 EVs with Better Place"
- [38] Lisheng Shi; Meintz, A.; Ferdowsi, M., "Single-phase bidirectional AC-DC converters for plug-in hybrid electric vehicle applications", IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, 2008. VPPC '08., pp.1,5, 3-5 Sept. 2008, doi: 10.1109/VPPC.2008.4677506, URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4677506&isnumber=4677399>
- [39] Stancu, C.; Hiti, S.; Mundt, E., "Mobile electric power for medium and heavy duty hybrid electric vehicles", 2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04., vol.1, pp.228,234 Vol.1, 20-25 June 2004, doi: 10.1109/PESC.2004.1355747, URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=1355747&isnumber=29757>
- [40] Solero, L., "Nonconventional on-board charger for electric vehicle propulsion batteries", IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol.50, no.1, pp.144,149, Jan 2001, doi: 10.1109/25.917904, URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=917904&isnumber=19842>
- [41] Seung-Ki Sul; Sang-Joon Lee, "An integral battery charger for four-wheel drive electric vehicle", IEEE Transactions on Industry Applications, vol.31, no.5, pp.1096,1099, Sep/Oct 1995, doi: 10.1109/28.464524, URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=464524&isnumber=9732>

- [42] Haghbin, S.; Lundmark, S.; Alakula, M.; Carlson, O., "An Isolated High-Power Integrated Charger in Electrified-Vehicle Applications", IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol.60, no.9, pp.4115,4126, Nov. 2011, doi: 10.1109/TVT.2011.2162258, URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=5955142&isnumber=6095462>
- [43] Boris Bouchez, Luis De Sousa, "Rethink the Electrical Vehicle Architecture", SIA/Articles techniques, 06/04/2011, URL: http://www.sia.fr/dyn/publications_detail.asp?codepublication=R-2011-01-19
- [44] De Sousa, L.; Silvestre, B.; Bouchez, B., "A combined multiphase electric drive and fast battery charger for Electric Vehicles", 2010 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), pp.1,6, 1-3 Sept. 2010, doi: 10.1109/VPPC.2010.5729057, URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=5729057&isnumber=5728974>
- [45] Luis De Sousa, Boris Bouchez, José Luis Da Costa, "A New On-Board Fast Battery Charger", SIA/Articles techniques, 06/04/2011, URL: http://www.sia.fr/dyn/publications_detail.asp?codepublication=R-2011-01-25
- [46] L. De-Sousa, B. Bouchez, "Combined Electric Device for Powering and Charging", International Patent WO 2010/057892 A1
- [47] L. De-Sousa, B. Bouchez, "Method and Electric Combined Device for Powering and Charging with Compensation Means", International Patent WO 2010/057893 A1
- [48] W.E. Rippel, "Integrated Traction Inverter and Battery Charger Apparatus", US Patent 4920475, 24 April 1990
- [49] W.E. Rippel, "Integrated Motor Drive and Recharge System", US Patent 5099186, 24 March 1992
- [50] A. G. Cocconi, "Combined Motor Drive and Battery Recharge System", US Patent 5341075, 23 August 1994
- [51] K. Shigenori, "Electric system for electric vehicle", US Patent 5504414, 2 April 1996
- [52] B. Briane, S. Loudot, "Fast charging device for an electric vehicle", International Patent WO2010EP53078/ A1
- [53] P. Dupuy, "Electric traction chain for an automobile", International Patent WO2009FR51299/A3
- [54] N. Mitsutani, "Vehicle Charger and Method for Charging Vehicle", European Patent EP 2204894A1, 7 June 2008
- [55] Yilmaz, M.; Krein, P.T., "Review of charging power levels and infrastructure for plug-in electric and hybrid vehicles", 2012 IEEE International Electric Vehicle Conference (IEVC), pp.1,8, 4-8 March 2012, doi: 10.1109/IEVC.2012.6183208, URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=6183208&isnumber=6183155>
- [56] Semail E, Rombaut C., "New Tools for Studying Voltage-Source Inverters", IEEE Power Engineering Review, vol.22, no.3, pp.47,48, March 2002, , doi : 10.1109/MPER.2002.4312042, URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4312042&isnumber=21320>
- [57] Lopez, O.; Alvarez, J.; Doval-Gandoy, J.; Freijedo, F.D., "Multilevel Multiphase Space Vector PWM Algorithm With Switching State Redundancy", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.56, no.3, pp.792,804, March 2009, doi: 10.1109/TIE.2008.2004390, URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4608737&isnumber=4796879>
- [58] Bouscayrol, A.; Delarue, P.; De Fornel, B.; Hautier, J. P.; Meibody-Tabar, F.; Monmasson, E.; Peitzak-David, M.; Razik, H.; Semail, E.; Benkhoris, M. F., "Control structures for multi-machine multi-converter systems with several couplings by criteria merging", 2005 European Conference on Power Electronics and Applications, pp.9 pp.,P.9, 0-0 0, doi: 10.1109/EPE.2005.219575, URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=1665765&isnumber=34861>
- [59] Klingshirn, Eugene A., "Harmonic Filters for Six-Phase and Other Multiphase Motors on Voltage Source Inverters", IEEE Transactions on Industry Applications, vol.IA-21, no.3, pp.588,594, May 1985, doi: 10.1109/TIA.1985.349714, URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4158030&isnumber=4158021>
- [60] Klingshirn, E.A., "High Phase Order Induction Motors - Part I-Description and Theoretical Considerations", IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, vol.PAS-102, no.1, pp.47,53, Jan. 1983, doi: 10.1109/TPAS.1983.317996, URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4111788&isnumber=4111779>

- [61] Klingshirn, E.A., "High Phase Order Induction Motors - Part II-Expérimental Results", IEEE Transactions on Power Apparatus and Systèmes, vol.PAS-102, no.1, pp.54,59, Jan. 1983, doi: 10.1109/TPAS.1983.317997, URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4111789&isnumber=4111779>
- [62] Unitrode – Advanced PWM Motor Controller, UC1638, UC2638, UC3638
- [63] Unitrode – Switched Mode Controller for DC Motor Drive, UC1637, UC2637, UC3637
- [64] Unitrode – Switched Mode Controller for DC Motor Drive, Application note UC1637, UC2637, UC3637
- [65] Philippe Parisy, "Numériques Intégrée à courant continu", Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, 1986
- [66] Semail, E. "Outils et Méthodologie d'Etude des Systèmes Électriques Polyphasés. Généralisation de la Méthode des Vecteurs d'Espace", Thèse de doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille 1, 30 juin 2000
- [67] Delarue, P.; Bouscayrol, A.; Semail, E., "Generic control method of multileg voltage-source-converters for fast practical implementation", IEEE Transactions on Power Electronics, vol.18, no.2, pp.517,526, Mar 2003, doi: 10.1109/TPEL.2003.809349, URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=1189602&isnumber=26670>
- [68] A. Bouscayrol, B. Davat, B. de Fornel, B. François, J. P. Hautier, F. Meibody-Tabar, M. Pietrzak- David, "Multimachine Multiconverter System: application for electromechanical drives", European Physics Journal - Applied Physics, vol. 10, no. 2, pp. 131-147, May 2000
- [69] A. Bouscayrol, B. Davat, B. de Fornel, B. François, J. P. Hautier, F. Meibody-Tabar, E. Monmasson, M. Pietrzak-David, H. Razik, E. Semail, M. F. Benkhoris, "Control Structures for Multimachine Multi-converter Systems with upstream coupling", Mathematics and Computers in Simulation, vol. 63, no. 3-5, pp. 261-270, November 2003
- [70] Bouscayrol, A., "Formalismes de représentation et de commande des systèmes électromécaniques multimachines multiconvertisseurs", HDR de l'Université de Sciences et Technologies de Lille, Dec 2003
- [71] Oleschuk, V.; Ermuratski, V.; Profumo, F.; Tenconi, A.; Bojoi, R.; Stankovic, A.M., "Novel schemes of synchronous PWM for dual inverter-fed drives with cancellation of the zero sequence currents", International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, 2006. SPEEDAM 2006., pp.451,456, 23-26 May 2006, doi: 10.1109/SPEEDAM.2006.1649814, URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=1649814&isnumber=34594>
- [72] Baiju, M. R.; Mohapatra, K.K.; Kanchan, R. S.; Gopakumar, K., "A dual two-level inverter scheme with common mode voltage elimination for an induction motor drive", IEEE Transactions on Power Electronics, vol.19, no.3, pp.794,805, May 2004, doi: 10.1109/TPEL.2004.826514, URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=1296756&isnumber=28833>
- [73] F., Meinguet, E., Semail, J., Gyselinck, "Enhanced Torque Control of a PMSM Supplied by a Four-Leg Voltage Source Inverter Using the Third Harmonic", ICEM 2008, (International Congress on Electrical Machines), Sept. 6-9, 2008, Vilamoura (Portugal)
- [74] D., Grenier, "Modélisation et stratégies de commande de machines synchrones à aimants permanents à forces contre-électromotrices non sinusoïdales", Thèse de doctorat, Ecole Normale Supérieure de Cachan, Septembre 1994
- [75] G. Damien, G. Sturtzer, D. Flieller, J.-P. Louis, Chapitre 3. "Extension de la transformation de Park aux moteurs synchrones à distribution de champ non sinusoidales", dans: "Modèles pour la commande des actionneurs électriques", J.-P. Louis ed(s), Paris, France, Hermes, Lavoisier, 2004, ISBN: 2-7462-0917-9, Traité EGEM - Electronique, Génie électrique, Microsystèmes, Série Génie électrique, p. 149-184.
- [76] X. Kestelyn, E. Semail, "A Vectorial Approach for Generation of Optimal Current Références for Multiphase Permanent-Magnet Synchronous Machines in Real Time", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.58, no.11, pp.5057,5065, Nov. 2011, doi: 10.1109/TIE.2011.2119454, URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=5720307&isnumber=6011706>
- [77] D. Flieller, J-P Louis, G. Sturzer, N.K. Nguyen, Chapitre 3 "Commandes classiques et avancées des actionneurs synchrones", Editions EGEM, 2010

- [78] Hava, A.M.; Kerkman, R.J.; Lipo, T.A., "Carrier-based PWM-VSI overmodulation strategies: analysis, comparison, and design", IEEE Transactions on Power Electronics, vol.13, no.4, pp.674,689, Jul 1998, doi: 10.1109/63.704136, URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=704136&isnumber=15224>
- [79] Kestelyn, X., "Modélisation vectorielle multi-machines pour la commande des ensembles convertisseurs-machines polyphasés", Thèse de doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille 1, 4 décembre 2003
- [80] Locment, F., "Conception et modélisation d'une machine synchrone à 7 phases à aimants permanents et flux axial :commande vectorielle en modes normal et dégradé", Thèse de doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille 1, décembre 2006
- [81] Kestelyn, X., Semail, E., Hautier, J.P., "Multi-phase Système Supplied by SVM VSI :A New Fast Algorithm to Compute Duty Cycles", EPE Journal, vol. 14, no. 3, Aug. 2004
- [82] de Sousa, L.; Dogan, H., "Method of evaluating the zero-sequence inductance ratio for electrical machines", Proceedings of the 2011-14th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE 2011), vol., no., pp.1,10, Aug. 30 2011-Sept. 1 2011, URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=6020457&isnumber=6020091>
- [83] Dogan, H.; Wurtz, F.; Foggia, A.; Garbuio, L., "Performance analysis and comparison of three IPMSM with high homopolar inductance for electric vehicle applications", Proceedings of the 2011-14th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE 2011), vol., no., pp.1,10, Aug. 30 2011-Sept. 1 2011, URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=6020464&isnumber=6020091>
- [84] Monmasson, E., et al., Chapitre 4, "Alimentation polyphasée par onduleur de tension" dans : "Commande rapprochée de convertisseur statique 1", Edition Hermes, 2009
- [85] Hava, A., "Carrier based PWM-VSI drives in the overmodulation region", Thèse de doctorat, University of Wisconsin - Madison, 1998
- [86] Hava, A.M.; Kerkman, R.J.; Lipo, T.A., "Simple analytical and graphical methods for carrier-based PWM-VSI drives", IEEE Transactions on Power Electronics, vol.14, no.1, pp.49,61, Jan 1999, doi: 10.1109/63.737592, URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=737592&isnumber=15896>
- [87] Buja, G., Indri, G., "Improvement of PWM technique", Archiv fur Elektrotechnik, vol.57, pp.281,289, 1975
- [88] Blasko, V., "Analysis of a hybrid PWM based on modified space-vector and triangle-comparison methods", IEEE Transactions on Industry Applications, vol.33, no.3, pp.756,764, May/Jun 1997, doi: 10.1109/28.585866, URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=585866&isnumber=12701>
- [89] Hava, A.M.; Seung-Ki Sul; Kerkman, R.J.; Lipo, T.A., "Dynamic overmodulation characteristics of triangle intersection PWM methods", IEEE Transactions on Industry Applications, vol.35, no.4, pp.896,907, Jul/Aug 1999, doi: 10.1109/28.777199, URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=777199&isnumber=16874>
- [90] Hava, A.M.; Kerkman, R.J.; Lipo, T.A., "A high-performance generalized discontinuous PWM algorithm", IEEE Transactions on Industry Applications, vol.34, no.5, pp.1059,1071, Sep/Oct 1998, doi: 10.1109/28.720446, URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=720446&isnumber=15542>
- [91] Keliang Zhou; Danwei Wang, "Relationship between space-vector modulation and three-phase carrier-based PWM: a comprehensive analysis [three-phase inverters]", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.49, no.1, pp.186,196, Feb 2002, doi: 10.1109/41.982262, URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=982262&isnumber=21159>
- [92] Morimoto, S.; Inoue, Y.; Ting-Fei Weng; Sanada, M.; , "Position Sensorless PMSM Drive System Including Square-Wave Operation at High-Speed", 42nd IAS Annual Meeting Conference Record of the 2007 IEEE Industry Applications Conference, 2007., pp.676-682, 23-27 Sept. 2007 doi: 10.1109/07IAS.2007.107 URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4347856&isnumber=4347749>
- [93] Itoh, J.; Ohtani, N.; , "Square-Wave Operation for a Single-Phase-PFC Three-Phase Motor Drive System Without a Reactor", IEEE Transactions on Industry Applications, vol.47, no.2, pp.805-811, March-April 2011 doi: 10.1109/TIA.2010.2102736 URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=5676193&isnumber=5733949>
- [94] Lu, L.; Semail, E.; Kobylanski, L.; Kestelyn, X., "Flux-weakening strategies for a five-phase PM synchronous machine", Proceedings of the 2011-14th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE 2011), pp.1-7, Aug. 30 2011-Sept. 1 2011 URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=6020555&isnumber=6020091>

- [95] Zhu, Z.Q.; Howe, D.; , "Electrical Machines and Drives for Electric, Hybrid, and Fuel Cell Vehicles", Proceedings of the IEEE , vol.95, no.4, pp.746-765, April 2007 doi: 10.1109/JPROC.2006.892482, URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4168032&isnumber=4168011>
- [96] Sudhoff, S.D.; Corzine, K. A.; Hegner, H.J., "A flux-weakening strategy for current-regulated surface-mounted permanent-magnet machine drives", IEEE Transactions on Energy Conversion, vol.10, no.3, pp.431,437, Sep 1995, doi: 10.1109/60.464865, URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=464865&isnumber=9745>
- [97] Tursini, M.; Chiricozzi, E.; Petrella, R., "Feedforward Flux-Weakening Control of Surface-Mounted Permanent-Magnet Synchronous Motors Accounting for Resistive Voltage Drop", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.57, no.1, pp.440-448, Jan. 2010, doi: 10.1109/TIE.2009.2034281, URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=5299011&isnumber=535221>
- [98] Yong-Cheol Kwon; Sungmin Kim; Seung-Ki Sul; , "Voltage Feedback Current Control Scheme for Improved Transient Performance of Permanent Magnet Synchronous Machine Drives", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.59, no.9, pp.3373-3382, Sept. 2012, doi: 10.1109/TIE.2011.2173097, URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=6095348&isnumber=6180074>
- [99] Jevremovic, V.R.; Marcetic, D.P., "Closed-loop flux-weakening for permanent magnet synchronous motors", 4th IET Conference on Power Electronics, Machines and Drives, 2008. PEMD 2008., pp.717-721, 2-4 April 2008, URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4528932&isnumber=4528784>
- [100] Harnefors, L.; Pietilainen, K.; Gertmar, L., "Torque-maximizing field-weakening control: design, analysis, and parameter selection", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.48, no.1, pp.161-168, Feb 2001, doi: 10.1109/41.904576, URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=904576&isnumber=19570>
- [101] Wallmark, O., "On Control of Permanent-Magnet Synchronous Motors in Hybrid-Electric Vehicle Applications", Thèse de doctorat, Chalmers University of Technology, 2006
- [102] Gallegos-Lopez, G.; Gunawan, F.S.; Walters, J.E., "Optimum torque control of permanent-magnet AC Machines in the field-weakened region", IEEE Transactions on Industry Applications, vol.41, no.4, pp. 1020- 1028, July-Aug. 2005, doi: 10.1109/TIA.2005.851588, URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=1468279&isnumber=31490>
- [103] Soong, W.L.; Miller, T.J.E., "Field-weakening performance of brushless synchronous AC motor drives", IEE Proceedings Electric Power Applications, vol.141, no.6, pp.331-340, Nov 1994 doi: 10.1049/ip-epa:19941470, URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=336343&isnumber=7903>
- [104] Tae-Suk Kwon; Seung-Ki Sul; , "A novel flux weakening algorithm for surface mounted permanent magnet synchronous machines with infinite constant power speed ratio", International Conference on Electrical Machines and Systems, 2007. ICEMS., pp.440-445, 8-11 Oct. 2007, URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4412003&isnumber=4411938>
- [105] Young-Doo Yoon; Seung-Ki Sul; , "New flux weakening control for surface mounted permanent magnet synchronous machine using gradient descent method", 7th International Conference on Power Electronics, 2007. ICPE '07., pp.1208-1212, 22-26 Oct. 2007, doi: 10.1109/ICPE.2007.4692569, URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4692569&isnumber=4692340>
- [106] Hesong Liu; Zhu, Z.Q.; Mohamed, E.; Yongling Fu; Xiaoye Qi; , "Flux-Weakening Control of Nonsalient Pole PMSM Having Large Winding Inductance, Accounting for Resistive Voltage Drop and Inverter Nonlinearities", IEEE Transactions on Power Electronics, vol.27, no.2, pp.942-952, Feb. 2012, doi: 10.1109/TPEL.2011.2159398, URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=5873156&isnumber=6112283>
- [107] Barnier, J., R., F., "Modélisation des entraînements à grande plage de vitesse en vue de leur conception", Thèse de doctorat, Université Laval, Québec, 2008
- [108] Zhu, Z.Q.; Chen, Y.S.; Howe, D.; , "Online optimal flux-weakening control of permanent-magnet brushless AC drives", IEEE Transactions on Industry Applications, vol.36, no.6, pp. 1661- 1668, Nov/Dec 2000, doi: 10.1109/28.887219 URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=887219&isnumber=19171>
- [109] Monmasson, E.; Cirstea, M.N., "FPGA Design Methodology for Industrial Control Systèmes—A Review", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.54, no.4, pp.1824,1842, Aug. 2007, doi: 10.1109/TIE.2007.898281, URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4267891&isnumber=4265775>
- [110] Idkhajine, L., "Fully FPGA-based Sensorless Control for Synchronous AC Drive using an Extended Kalman Filter", Thèse de doctorat, Université de Cergy Pontoise, 2010
- [111] Rodriguez, P.; Teodorescu, R.; Candela, I.; Timbus, A.V.; Liserre, M.; Blaabjerg, F., "New Positive-sequence Voltage Detector for Grid Synchronization of Power Converters under Faulty Grid Conditions", 37th IEEE Power Electronics

- Specialists Conference, 2006. PESC '06., pp.1,7, 18-22 June 2006, doi: 10.1109/PESC.2006.1712059, URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=1712059&isnumber=36090>
- [112] Crévits, Y., "Caractérisation et commande des entraînements polyphasés en mode dégradé d'alimentation", Thèse de doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille 1, 12 juillet 2010
- [113] Martin J.P., Semail E., Pierfederici S., Bouscayrol A., Meibody-Tabar F., Davat B., "Space Vector Control of 5-phase PMSM supplied by q H-bridge VSIs", ElectriMACS 2002, Montreal, August 2002
- [114] Chen, K., "Common Energetic Macroscopic Representation and Unified Control Structure for Different Hybrid Electric Vehicles", Thèse de doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille 1, 5 mai 2010
- [115] Boulon, L., "Modélisation multiphysique des éléments de stockage et de conversion d'énergie pour les véhicules électriques hybrides. Approche systémique pour la gestion d'énergie", Thèse de doctorat, Université de Franche-Comté, 2009
- [116] Meinguet, F., "Fault-tolerant permanent-magnet synchronous machine drives – Fault detection and isolation, control reconfiguration and design considerations", Thèse de doctorat, Université Libre de Bruxelles, 2011
- [117] Bianchi, N.; Bolognani, S.; Zigliotto, M.; Zordan, M., "Innovative remedial strategies for inverter faults in IPM synchronous motor drives", IEEE Transactions on Energy Conversion, vol.18, no.2, pp.306,314, June 2003, doi: 10.1109/TEC.2002.808334, URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=1201104&isnumber=27039>
- [118] Botteron, F.; De Camargo, R.F.; Hey, H.L.; Pinheiro, J.R.; Grundling, H.A.; Pinheiro, H., "New limiting algorithms for space vector modulated three-phase four-leg voltage source inverters", IEE Proceedings Electric Power Applications, vol.150, no.6, pp.733,742, 7 Nov. 2003, doi: 10.1049/ip-epa:20030913, URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=1260167&isnumber=28162>
- [119] Jang-Hwan Kim; Seung-Ki Sul; Enjeti, P.N., "A Carrier-Based PWM Method With Optimal Switching Sequence for a Multilevel Four-Leg Voltage-Source Inverter", IEEE Transactions on Industry Applications, vol.44, no.4, pp.1239,1248, July-Aug. 2008, doi: 10.1109/TIA.2008.926201, URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4578795&isnumber=4578767>
- [120] Kwasinski, A.; Krein, P.T., "An integrated approach to PWM through 3-dimensional visualization", 2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04., vol.6, pp.4202,4208 Vol.6, 20-25 June 2004, doi: 10.1109/PESC.2004.1354743, URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=1354743&isnumber=29758>
- [121] Hyeoun-Dong Lee; Seung-Ki Sul, "Common-mode voltage reduction method modifying the distribution of zero-voltage vector in PWM converter/inverter system", IEEE Transactions on Industry Applications, vol.37, no.6, pp.1732,1738, Nov/Dec 2001, doi: 10.1109/28.968185, URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=968185&isnumber=20886>
- [122] Zhang, R.; Prasad, V.H.; Boroyevich, D.; Lee, F.C., "Three-dimensional space vector modulation for four-leg voltage-source converters", IEEE Transactions on Power Electronics, vol.17, no.3, pp.314,326, May 2002, doi: 10.1109/TPEL.2002.1004239, URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=1004239&isnumber=21683>
- [123] Mavier, J., "Convertisseurs génériques à tolérance de panne Applications pour le domaine aéronautique", Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique De Toulouse, 2007
- [124] Shamsi Nejad, M., "Architectures d'alimentation et de commande d'actionneurs tolérants aux défauts : régulateur de courant non linéaire à large bande passante", Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique De Lorraine, juillet 2007
- [125] Meinguet, F.; Gyselinck, J., "Control strategies and reconfiguration of four-leg inverter PMSM drives in case of single-phase open-circuit faults", IEEE International Electric Machines and Drives Conference, 2009. IEMDC '09., pp.299,304, 3-6 May 2009, doi: 10.1109/IEMDC.2009.5075221, URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=5075221&isnumber=5075166>
- [126] Velly, N.; Takorabet, N.; Meibody-Tabar, F.; Liegeois, P.Y.; Nierlich, F.; Leynaert, F. N.; Humbert, G., "Double channel PM motor for avionic applications: impact of winding topologies", IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE 2009., pp.2387,2394, 20-24 Sept. 2009, doi: 10.1109/ECCE.2009.5316340, URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=5316340&isnumber=5315930>
- [127] Naouar, M-w; Monmasson, E.; Slama-Belkhdja, I., "Identification of Synchronous Machine Parameters Using Hysteresis Based Current Controller", 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics, IECON 2006, pp.1357,1362, 6-10 Nov. 2006, doi: 10.1109/IECON.2006.347570, URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4153024&isnumber=4152825>

- [128] Cense, S., "Projet simulation temps réel de machines polyphasées sur Simulateur RT-LAB avec carte FPGA 5130", Rapport technique stage de fin d'étude, Arts et Métiers CER Lille, Septembre 2010
- [129] Martin J.P., " Contribution à l'alimentation en tension de machines synchrones à aimants permanents à nombre de phase élevé : fonctionnement normal et dégradé", Thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Lorraine, Nancy, 22 juillet 2003
- [130] Bruyère, A.; De Sousa, L.; Bouchez, B.; Sandulescu, P.; Kestelyn, X.; Semail, E., "A multiphase traction/fast-battery-charger drive for electric or plug-in hybrid vehicles: Solutions for control in traction mode", 2010 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), pp.1,7, 1-3 Sept. 2010, doi: 10.1109/VPPC.2010.5729220, URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=5729220&isnumber=5728974>
- [131] Sandulescu, P.; Idkhajine, L.; Cense, S.; Colas, F.; Kestelyn, X.; Semail, E.; Bruyere, A., "FPGA implementation of a general Space Vector approach on a 6-leg voltage source inverter", IECON 2011 - 37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, pp.3482,3487, 7-10 Nov. 2011, doi: 10.1109/IECON.2011.6119872, URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=6119872&isnumber=6119266>
- [132] Sandulescu, A.P.; Meinguet, F.; Kestelyn, X.; Semail, E.; Bruyere, A., "Flux-weakening operation of open-end winding drive integrating a cost-effective high-power charger", IET Electrical Systems in Transportation, vol.3, no.1, pp.10,21, March 2013, doi: 10.1049/iet-est.2012.0026, URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=6518032&isnumber=6518030>
- [133] Sandulescu, P.; Meinguet, F.; Kestelyn, X.; Semail, E.; Bruyere, A., "Control Strategies for Open End Winding Drives Operating in the Flux-Weakening Region", IEEE Transactions on Power Electronics (soumis le 27 Février 2013, en révision mineure le 12 Juin 2013, accepté le 8 septembre 2013)
- [134] Bruyere, A., Kestelyn, X., Meinguet, F., Sandulescu, P., Semail, E., "Système d'entraînement rotatif, procédé de commande d'un onduleur et programme d'ordinateur associé", Brevet CFR0600/ES8641, 10 Avril 2013
- [135] Meinguet, F.; Sandulescu, P.; Kestelyn, X.; Semail, E., "A Method for Fault Detection and Isolation Based on the Processing of Multiple Diagnostic Indices: Application to Inverter Faults in AC Drives", IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol.62, no.3, pp.995,1009, March 2013, doi: 10.1109/TVT.2012.2234157, URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=6384871&isnumber=6479353>

MODÉLISATION ET COMMANDE D'UN SYSTÈME À TROIS PHASES INDÉPENDANTES À DOUBLE FONCTIONNALITÉ : TRACTION ÉLECTRIQUE ET CHARGEUR FORTE PUISSANCE POUR APPLICATION AUTOMOBILE

RESUME : La topologie onduleur à six bras associé à une machine triphasée à phases indépendantes a la propriété d'offrir, dans le cadre applicatif de l'automobile, une double fonctionnalité, traction et chargeur forte puissance. Cet avantage nécessite, par contre, le contrôle des composantes homopolaires classiquement nulles lors de la présence d'un couplage en étoile. Cette thèse propose alors, d'une part une étude et une modélisation des onduleurs multi-bras et, d'autre part, développe des stratégies de contrôle-commande adaptées à la présence des grandeurs homopolaires. Les algorithmes de commande classiques de l'onduleur sont comparés et une stratégie vectorielle originale, dite Z-SVM permettant d'annuler le courant homopolaire haute fréquence, est développée. Enfin, il est montré comment la gestion des composantes homopolaires aux valeurs moyennes permet d'accroître les performances de l'ensemble à faible comme à haute vitesse, en jouant sur les zones avant et après défluxage des caractéristiques couple-vitesse. Les solutions proposées sont validées sur un banc expérimental composé d'une machine prototype spécialement développée pour une application automobile et alimentée par un onduleur six-bras commandé par des composants de type FPGA. Les stratégies proposées sont comparées en termes de performances et de complexité algorithmique.

Mots clés : véhicule électrique, machine polyphasée, chargeur embarqué, onduleur multi-bras, onduleur de tension en pont en H, MLI, courant homopolaire, défluxage, FPGA.

MODELING AND CONTROL OF A THREE-PHASE OPEN-END WINDING DRIVE INTEGRATING TWO FUNCTIONALITIES: ELECTRIC TRACTION AND FAST BATTERY CHARGER FOR AUTOMOTIVE APPLICATION

ABSTRACT : For an automotive application, a six leg-VSI connected to a three-phase open-end winding machine has the ability to offer a dual-function. In this case, an additional zero-sequence component, usually absent when a star-coupling is used, needs to be controlled. Firstly, a study, modeling and control of a multi-leg inverter are proposed. Secondly, control structures capable of handling the presence of zero-sequence components are investigated. The conventional control algorithms applied to the inverter are analyzed and an original vector control strategy, called Z-SVM, capable to cancel the high frequency zero-sequence current is developed. Finally, it is shown how the management of the zero-sequence components enhances the performance of the drive at low as well as at high-speed, corresponding on the areas of the torque-speed characteristics before and after flux weakening. The proposed solutions are validated on an experimental test bench consisting of a machine prototype especially developed for automotive application and powered by a six-leg inverter controlled by an FPGA-based device. The proposed strategies are compared in terms of performance and computational complexity.

Keywords : electric vehicle, electric drive, multiphase drive, on-board battery charger, H-bridge voltage source inverter, PWM, space vector modulation, zero-sequence current, flux-weakening, FPGA.