

MODELISATION ET COMMANDE D'UN ALTERNO-DEMARREUR HEPTAPHASE POUR APPLICATION AUTOMOBILE MICRO-HYBRIDE

Antoine Bruyere

▶ **To cite this version:**

Antoine Bruyere. MODELISATION ET COMMANDE D'UN ALTERNO-DEMARREUR HEPTAPHASE POUR APPLICATION AUTOMOBILE MICRO-HYBRIDE. Energie électrique. Arts et Métiers ParisTech, 2009. Français. NNT : 2009ENAM0006 . tel-00421764

HAL Id: tel-00421764

https://pastel.hal.science/tel-00421764

Submitted on 3 Oct 2009

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

N°: 2009 ENAM 0006

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

T H È S E

pour obtenir le grade de

Docteur
de
l'École Nationale Supérieure d'Arts et Métiers

Spécialité "Génie Electrique"

présentée et soutenue publiquement
par

Antoine BRUYERE

le 6 Mai 2009

MODELISATION ET COMMANDE D'UN ALTERNO-DEMARREUR HEPTAPHASE POUR APPLICATION AUTOMOBILE MICRO-HYBRIDE

Directeur de thèse : ***Alain BOUSCAYROL (L2EP)***

Co-encadrements de la thèse : ***Jean-Marc DUBUS (Valeo), Jean-Claude MIPO (Valeo), Eric SEMAIL (L2EP)***

Jury :

M. Alain BOUSCAYROL, Professeur, L2EP, USTL, Lille	Examinateur
M. Jean-Marc DUBUS, directeur de projet Valeo, Valeo Electrical System, Créteil	Invité
M. Albert FOGGIA, Professeur émérite, G2ELab, ENSIEG, Grenoble	Rapporteur
M. Jean-Claude MIPO, ingénieur de recherche, Valeo Electrical System, Créteil	Examinateur
M. Farid MEIBODY-TABAR, Professeur, GREEN, ENSEM, INPL, Nancy	Examinateur
M. Eric SEMAIL, Maître de conférences, L2EP, Arts et Métiers ParisTech, Lille	Examinateur
M. Rochdi TRIGUI, INRETS, Bron	Examinateur
M. Jean-Paul VILAIN, Professeur, LEC, UTC, Compiègne	Rapporteur

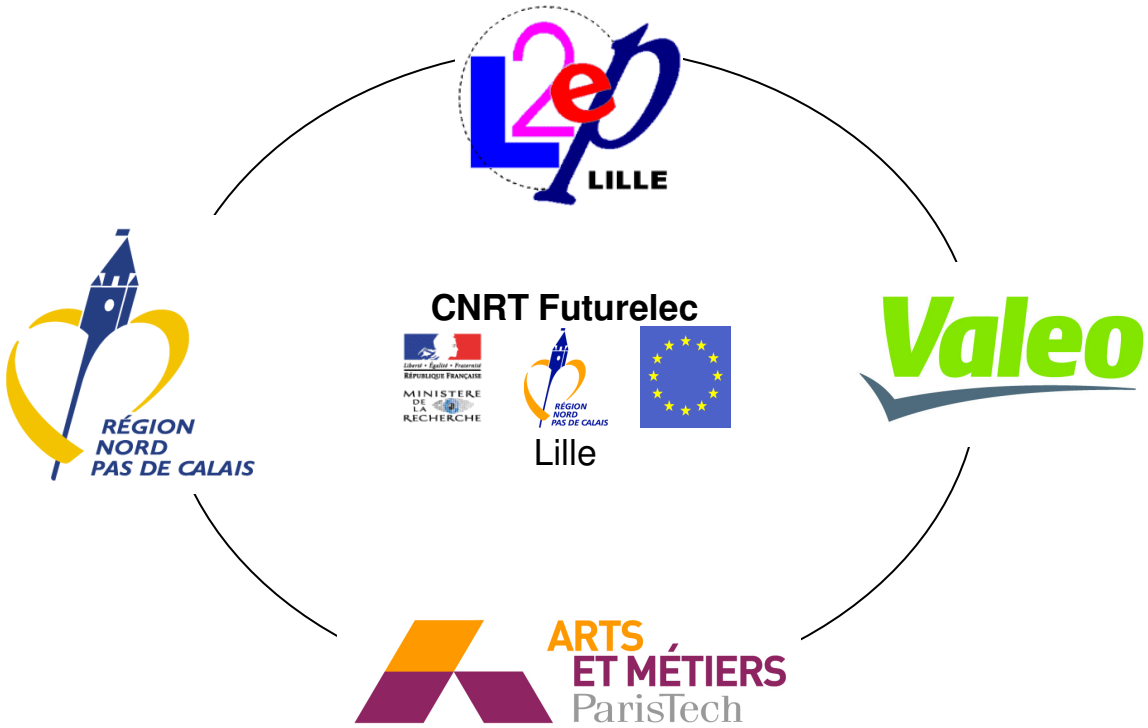
Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique de Puissance de Lille
Arts et Métiers ParisTech, centre de Lille

Arts et Métiers ParisTech (Ecole Nationale Supérieure d'Arts et Métiers) est un Grand Etablissement dépendant du Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche, composé de huit centres :
AIX-EN-PROVENCE ANGERS BORDEAUX CHÂLONS-EN-CHAMPAGNE CLUNY LILLE METZ PARIS

AVERTISSEMENT

Ces travaux de thèse ont été effectués en majeure partie 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). Ils ont été financés par la société Valeo et la Région Nord-Pas-de-Calais, dans le cadre du CNRT projet FUTURELEC IV[1].

Je tiens à remercier la société Valeo et la région Nord-Pas-de-Calais en avertissement de ce mémoire pour leur soutien financier.



[1] Le CNRT projet FUTURELEC-IV est devenu à partir de 2007, dans le cadre du nouveau CPER, Pôle de Recherche Technologique MEDEE (Maîtrise Energétique des Entraînements Electriques).

REMERCIEMENTS

Au terme de ces quelques années tellement riches d'expériences scientifiques et humaines passionnantes, passées à travailler sur ma thèse, je tiens à remercier tous ceux qui ont participé à la réussite de ce travail.

Pour commencer, mes remerciements s'adressent naturellement à messieurs Pr. Alain Bouscayrol, Jean-Marc Dubus, Pr. Albert Foggia, Jean-Claude Mipo, Pr. Farid Meibody-Tabar, Eric Semail, Rochdi Trigui et Pr. Jean-Paul Vilain, membres de mon jury de thèse, pour avoir accepté d'assister à la défense de mes travaux et de participer à leur évaluation. J'espère avoir pu vous proposer un débat scientifique à la hauteur de vos attentes. Sachez en outre que je serais très heureux de pouvoir un jour poursuivre ce débat, ou même en entamer de nouveaux en votre compagnie.

Ensuite, je tiens à remercier l'ensemble des institutions grâce auxquelles j'ai pu réaliser mes travaux :

Tout d'abord le Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique de Puissance de Lille (L2EP). Merci à tous les membres du L2EP qui m'ont accueillis, qui ont participé à ma formation scientifique, ou encore tout simplement avec qui j'entretiens aujourd'hui des relations amicales. Je suis heureux d'avoir participé à la vie du laboratoire, notamment en tant que membre du conseil de laboratoire. Je remercie entre autres Francis Piriou et Betty Semail, respectivement directeur du L2EP et directrice de l'équipe commande du L2EP ; J'espère avoir apporté ma contribution, certes modeste, mais favorable au développement du L2EP et de l'équipe commande.

Merci ensuite à la société Valeo, tout d'abord en tant que co-financeur de mes travaux, mais aussi pour l'accueil que m'ont réservé tous les membres de l'entreprise avec qui j'ai été amené à travailler. Merci pour votre accueil chaleureux et pour votre aide précieuse. Merci également pour la proposition d'embauche que Valeo m'a faite. J'espère ne pas prochainement regretter de l'avoir déclinée.

Merci aussi à la Région Nord-Pas-de-Calais, en tant que co-financeur de ces travaux de thèse.

Merci à l'Ecole Nationale Supérieure d'Arts et Métiers, en tant qu'établissement d'accueil. Merci surtout à tous les membres de l'école avec qui j'ai été amené à travailler. Merci pour votre accueil chaleureux et pour votre aide précieuse.

Merci enfin à l'Université des Sciences et Technologies de Lille I, qui m'a accueilli pendant plus de dix ans ! Tout d'abord comme étudiant, ensuite comme enseignant en qualité de moniteur. C'est le lieu où j'ai appris à travailler, à assumer mes échecs, à construire mes méthodes, à vouloir réussir mieux que les autres. J'ai grandi à l'Université parmi des gens très différents, qui m'ont apporté bien plus qu'un simple enseignement scientifique.

Mes remerciements s'adressent également, de façon plus personnelle, à chacun de mes amis et/ou anciens collègues et/ou enseignants, du labo, de l'ENSAM et à l'Université ; avec, dans le désordre : Thomas, Maxime, Jean-Jacques, Walter, Julien, Julien, Alain, Francis, Mounaïm, Yvonnick, Kader, Anne-Laure, Keyu, Betty, Virginie, Emmanuelle, Marie-Christine, Robert, Francisc, Thierry, Jean-François, Etienne, Olivier, Olivier, Jean-Luc, Philippe, Philippe, Fred, Eric, Eric, Charley, Bernard, Luc, Gégé, Evelyne, Marc, Marc, Dominique, Pascal, Yvan, Jean-Luc, Tokbe, Fabrice, Roman, Xavier,

Xavier, Peng, Stéphane, Michel, Michel, Richard, Fred, Karim, Greg, Ludo, Rhododendron, Elvis, El'Nico, Guillaume, Gigi, Pierre-Jean, Adel, Ivan, Karim, Mac, Fouad et Firas.

Merci plus particulièrement à Thomas Henneron, pour son aide précieuse face à mes problèmes de modélisation numérique, et aussi, surtout, pour son sens de l'amitié.

Merci à Xavier Kestelyn, Fabrice Locment et Franck Scuiller, dont j'ai repris les travaux sur les machines polyphasées, et qui m'ont souvent aidé pour déchiffrer leurs écrits.

Merci également à Jean-Jacques Franchaud et Luc Bulteau, pour leur aide pour le développement du dispositif expérimental sur lequel j'ai travaillé, mais aussi pour les chaleureux moments passés en leur compagnie.

Merci à Bernard Détant, sans qui beaucoup de choses auraient été vraiment plus compliquées. Merci surtout pour les nombreux moments passés ensemble à discuter de tout et de rien.

Merci à Khadija El-Baraka, Farouk Boudjemai, Michael Chemin, Luc Kobylanski et tous ceux chez Valeo qui m'ont apporté une aide précieuses à certains moments clé de mon travail.

Merci à Jean-Marc Dubus et Jean-Claude Mipo pour m'avoir permis de travailler avec Valeo dans d'excellentes conditions. J'ai appris beaucoup auprès de vous, notamment sur des choses que je n'aurais pas pu apprendre dans mon laboratoire. Je garde précieusement quelques-uns de vos conseils, distillés à des moments clé, et j'espère que je saurai en faire le meilleur usage. J'espère aussi que nous serons amenés à nous revoir, dans un contexte professionnel ou pas.

Maintenant, instant difficile, celui où je dois résumer en quelques mots ma reconnaissance pour Alain Bouscayrol et Eric Semail, mes chers directeurs de thèse au L2EP. Merci pour avoir tenté de tirer de moi le meilleur ; J'espère avoir pu vous proposer un travail à la hauteur de vos attentes. Alain, tu m'as félicité lors de ma soutenance, disant qu'il était facile de travailler avec moi… Je te remercie plus ou moins pour l'inverse. Sans dire qu'il est « difficile » de travailler avec toi, je te remercie sincèrement pour toujours avoir voulu que je progresse, même sur les choses que je pensais déjà maîtriser. Je retiens aussi nos longues discussions, pendant lesquelles j'ai (aussi) appris à mieux défende mon point de vue, et j'espère que nous en auront un jour de nouvelles. Eric, tu avais quant-à toi la charge d'assurer le suivi scientifique de mes travaux, mais tu es allé bien au-delà. Je n'aurais pas pu recevoir meilleure formation, et je regrette vivement que nous n'ayions pas pu prolonger bien davantage notre collaboration. Certains m'auraient « poussé » pour que je mène à bien mes travaux. Toi, tu m'a « tiré » vers des niveaux que je ne me soupçonnais pas capable d'atteindre. En plus de ça, je retiendrai aussi nos longues discussions passionnantes, scientifiques et autres, qui me permettent aujourd'hui de me sentir mieux armé pour comprendre le monde, les gens, et le reste… Merci.

Enfin, je tiens aussi à remercier tous ceux qui m'ont soutenu en dehors de l'école. Mes chers parents tout d'abord, qui n'ont jamais cessé de me soutenir dans mes choix, et surtout qui m'ont appris à m'armer pour aller jusqu'au bout de tous mes projets. Merci aussi à ma famille et amis, qui m'apportent au quotidien tout ce que la vie professionnelle ne peut pas apporter. Dans ce cadre, je conclurai mes remerciements en rendant un hommage tout particulier à Manuella, qui m'accompagne au quotidien et qui m'a supporté pendant ces derniers mois malgré une thèse à boucler, un déménagement, un nouveau poste, une nouvelle région… Et un bébé qui va très bientôt venir ajouter encore plus de bonheur à notre vie commune !

TABLE DES MATIÈRES

Avertissement ____ *i*

Remerciements ____ *iii*

Table des matières ____ *v*

Glossaire ____ *vii*

Liste des figures ____ *x*

Liste des tableaux ____ *xii*

Introduction Générale ____ *1*

CHAPITRE 1 Alterno-démarreur polyphasé : contexte et cahier des charges ____ *4*

1.1. Le système alterno-démarreur pour véhicules micro-hybrides ____ **5**
1.1.1 : Pétrole : questions liées aux ressources et à la pollution ____ 5
1.1.2 : Classification des véhicules automobiles et fonctions hybrides ____ 6
1.1.3 : Technologies pour véhicules micro-hybrides ____ 12
1.1.4 : Bilan sur le système alterno-démarreur triphasé à entrainement par courroie ____ 13

1.2. Machines polyphasées ____ **16**
1.2.1 : Généralités ____ 16
1.2.2 : Modélisation des machines synchrones polyphasées ____ 19

1.3. Système alterno-démarreur polyphasé forte puissance ____ **31**
1.3.1 : La machine à griffes, synchrone 7-phases à excitation séparée ____ 32
1.3.2 : L'onduleur de tension 7-bras ____ 35

1.4. Bilan sur l'intérêt du développement de l'alterno-démarreur 7-phases ____ **36**

CHAPITRE 2 Modélisation, rétro-conception et caractérisation de l'alterno-démarreur 7-phases ____ *37*

2.1. Modélisation et rétro-conception en vue de la commande ____ **38**
2.1.1 : Développement d'un modèle dans le référentiel naturel ____ 38
2.1.2 : Projection du problème dans le référentiel de Concordia généralisé ____ 51
2.1.3 : Modèles de commande de l'alterno-démarreur 7-phases ; représentation par le formalisme REM ____ 60

2.2. Analyse de la conception de la machine 7-phases dans le référentiel de Concordia ____ **62**

2.3. Caractérisation des paramètres électriques caractéristiques des modèles de commande ____ **69**
2.3.1 : Avantages et difficultés des mesures dans le référentiel naturel de la machine ____ 69
2.3.2 : Avantages et difficultés des mesures dans le référentiel de Concordia généralisé ____ 71
2.3.3 : Méthode originale de caractérisation dans le référentiel de Concordia généralisé ____ 72

2.4. Bilan de la modélisation de l'alterno-démarreur 7-phases dans les différents référentiels ____ **80**

CHAPITRE 3 Comparaison de différentes commandes de l'alterno-démarreur 7-phases ____ *81*

3.1. Commande dans le référentiel naturel sans asservissement des courants statoriques ____ **82**
3.1.1 : De la commande d'un alternateur conventionnel à celle de l'alterno-démarreur 7-phases ____ 82
3.1.2 : Mode moteur ____ 84
3.1.3 : Mode alternateur ____ 94
3.1.4 : Avantages et limites de la commande pleine onde ____ 100

3.2. Commande par Modulation de Largeur d'Impulsion avec asservissement des courants associés aux machines fictives ____ **101**

3.2.1 : Mode moteur ____ 101
3.2.2 : Mode alternateur de la machine électrique ____ 112
3.2.3 : Avantages et limites des commandes MLI établies à partir d'une modélisation dans le référentiel de Concordia généralisé ____ 117

3.3. Bilan des commandes proposées pour l'alterno-démarreur 7-phases ____ 117

Conclusion générale ____ 119

Annexes ____ 123

Plan des annexes : ____ 123
A1 : Environnement mathématique ____ 123
A2 : Représentation Energétique Macroscopique ____ 123
A3 : Prototypage virtuel, pour l'analyse et la caractérisation de la machine 7-phases par le logiciel *Code_Carmel* ____ 123
A4 : Caractérisation des paramètres du modèle de commande de l'alterno-démarreur 7-phases défini dans le référentiel naturel de la machine ____ 123
A5 : Développement du calcul des inductances de la machine 7-phases, avec prise en compte des effets de perméance variable ____ 123
A6 : Dispositif expérimental ____ 123
A7 : Élévation du niveau de tension du bus continu pour la commande MLI ____ 123

A1 : Environnement mathématique ____ 124
A1. 1 : Notations vectorielles et matricielles ____ 124
A1. 2 : Repères statorique et rotorique pour la mise en équation de la machine synchrone ____ 125

A2 : Représentation Energétique Macroscopique ____ 127
A2. 1. Principes généraux de la REM ____ 127
A2. 2. Éléments constitutifs de la REM ____ 128
A2. 3. Application au système alterno-démarreur 7-phases dans la base naturelle ____ 132

A3 : Prototypage virtuel, pour l'analyse et la caractérisation de la machine 7-phases par le logiciel *Code_Carmel* ____ 136
A4 : Caractérisation des paramètres du modèle de commande de l'alterno-démarreur 7-phases défini dans le référentiel naturel de la machine ____ 138
A4. 1. Caractérisation des forces électromotrices ____ 138
A4. 2. Caractérisation des constantes de temps ____ 142

A5 : Développement du calcul des inductances de la machine 7-phases, avec prise en compte des effets de perméance variable ____ 146

A6 : Dispositif expérimental ____ 149

A7 : Élévation du niveau de tension du bus continu pour la commande MLI ____ 151

Bibliographie ____ 153

GLOSSAIRE

Notation :	Transcription :

Abréviations :

fem	Force électromotrice
M0	Machine fictive homopolaire (monophasée)
M1	Machine fictive principale (diphasée)
M2	Machine fictive secondaire (diphasée)
M3	Machine fictive tertiaire (diphasée)
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion
PO	Pleine Onde
REM	Représentation Énergétique Macroscopique
SE	Source (d'énergie) Électrique
SM	Source (d'énergie) Mécanique
VH	Véhicule Hybride
VT	Véhicule Thermique

Machine Électrique :

D	Diamètre d'alésage du stator (m)
e_{eq}	Entrefer moyen
L	Longueur de la partie active de la machine (paquet de tôles statorique) (m)
$[L_{SS}(\theta, i_F, \vec{i}_S^{N_{Ph}}]$	Matrice des inductances statoriques
$M_{l,m}(\theta, i_F, \vec{i}_S^{N_{Ph}})$	Inductance mutuelle entre les phases *l* et *m* (terme de $[L_{SS}(\theta, i_F, \vec{i}_S^{N_{Ph}}])$
M_{fond}	Inductance fondamentale (en ne considérant que le 1er harmonique de l'onde de force magnétomotrice)
N_{enc}	Nombre d'encoches du stator
N_{Ph}	Nombre de phases
N_S	Nombre de spires d'une bobine statorique
n_{cd}	Nombre de conducteurs d'une bobine dans une encoche
p	Nombre de paires de pôles
R_S	Résistance électrique d'une phase (Ohm)

Grandeurs Électriques, magnétiques et mécaniques :

v_{DC}	Tension du bus continu (V)
v_{hach}	Tension imposée par le hacheur d'excitation à l'enroulement d'excitation (V)
$v_{l,S}$ ou v_l	Tension simple de la phase *l* (V)
$\vec{v}_S^{N_{Ph}}$ ou $\vec{v}_S$	Vecteur des tensions simples statoriques (V)
$e_{l,S}$ ou e_l	Force électromotrice associée à la phase *l* (V)
$\vec{e}_S^{N_{Ph}}$ ou $\vec{e}_S$	Vecteur des forces électromotrices (V)
e_F	Réaction magnétique d'induit (V)
i_{DC}	Courant du bus continu (A)
i_F	Courant d'excitation (A)
$i_{l,S}$ ou i_l	Courant de la phase *l* (A)
$\vec{i}_S^{N_{Ph}}$ ou $\vec{i}_S$	Vecteur des courants statoriques (A)
i_{hach}	Courant imposé par le hacheur d'excitation à SE (A)
i_{ond}	Courant imposé par l'onduleur à SE (A)
$p(t)$	Puissance instantanée (W)
p_J	Pertes par effet Joule (W)
p_W	Puissance magnétique (W)
p_{em}	Puissance électromécanique (W)
$\mathbf{B_{rad}}$	Composante radiale de l'induction magnétique d'entrefer (moyenne sur Oz)
$\mathbf{B_t}$	Induction magnétique d'entrefer dû uniquement à au courant i_t de la phase *t*
μ_0	Perméabilité magnétique absolue
$P(\theta_m, \alpha)$	Fonction perméance superficielle d'entrefer
P_0	Perméance superficielle d'entrefer moyenne $(= \mu_0 / e_{eq})$
$\Psi_{l,S}$	Flux magnétique d'une phase *l* (Wb)
$\Psi_{l,SR}$	Flux magnétique d'une phase *l* uniquement créé par les sources d'induction rotoriques (Wb)
$\Psi_{l,SS}$	Flux magnétique d'une phase *l* uniquement créé par les courants statoriques (Wb)
$\vec{\Psi}_S^{N_{Ph}}$	Vecteur flux magnétique des N_{Ph} phases
Ψ	Angle d'amorçage des bras d'onduleur dans le cas d'une commande pleine onde (rad ou °)
N	Vitesse de rotation (tr/min)
T	Couple mécanique (Nm)
T_{em}	Couple électromagnétique (Nm)
Ω	Vitesse de rotation (rad/s)
θ	Position de l'inducteur dans le repère électrique (rad ou °)
θ_m	Position de l'inducteur dans le repère mécanique (rad ou °)
θ_{m0}	Position initiale de l'inducteur dans le repère mécanique (rad ou °)
$\xi(\theta_m)$	Onde de Force MagnétoMotrice (FMM)

Étude du bobinage :

K_t	Fonction de bobinage associée à la phase *t*
$\vec{K}^{N_{Ph}}$	Vecteur des fonctions de bobinage
per_K	Périodicité de la fonction de bobinage
q	Nombre d'encoches par pôle et par phase
$\varphi_{enroulement\ m,t}$	Flux magnétique capté par un enroulement *m* décalé de l'enroulement source *t*
$\psi_{m,t}$	Flux magnétique capté par F enroulements *m* connectés en série, décalés de F enroulements source *t*
$\delta_{m,t}$	Angle entre deux enroulements *m* et *t*
δ_{Pht}	Décalage angulaire entre deux phases successives
Δ	Angle entre un conducteur aller et un conducteur retour d'un enroulement statorique

Grandeurs mathématiques :

.	Produit scalaire
$< f >$	Valeur moyenne d'une grandeur spatiale *f*, sur une période mécanique
h	Rang d'harmonique
N	Base naturelle
$\Re_R$	Repère de calcul lié au rotor
$\Re_S$	Repère de calcul lié au stator
$[C_7]$	Matrice de Concordia de dimension 7
$[C_7]^{-1}$	Matrice de Concordia inverse de dimension 7
$[R_7]$	Matrice de Park de dimension 7
$[R_7]^{-1}$	Matrice de Park inverse de dimension 7
(α, β)	Axes du repère de Concordia associé à une machine fictive diphasée
(d, q)	Axes du repère de Park associé à une machine fictive diphasée

LISTE DES FIGURES

Figure 1 : Schéma de principe d'une machine synchrone polyphasée à excitation séparée ____ 21
Figure 2 : Représentation dans la base naturelle de la machine synchrone polyphasée à excitation séparée, par le formalisme REM ____ 25
Figure 3 : Représentation REM de la machine synchrone 7-phases couplée en étoile, dans le référentiel de Concordia généralisé ____ 30
Figure 4 : Structure maximale de commande de la machine synchrone 7-phases couplée en étoile par inversion de la chaine énergétique ; exemple d'une commande en couple ____ 30
Figure 5 : Schéma structurel de l'ensemble 7-phases ____ 31
Figure 6 : Vue éclatée de la machine à griffes 7-phases étudiée (a), et vue assemblée pour ¾ du stator (b) ____ 32
Figure 7 : Comparaison de deux types de bobinage ____ 33
Figure 8 : Vue en développé du stator et bobinage de la phase 1 ____ 33
Figure 9 : Définition d'une roue polaire ____ 34
Figure 10 : Photo des griffes rotoriques et directions du champ créé par les aimants interpolaires (flèches rouges) ____ 34
Figure 11 : Représentation de la fonction de bobinage d'une phase de la machine 7-phases, pour deux cas limite $\Delta=\Delta_1$ (a) et $\Delta=\Delta_2$ (b) ____ 43
Figure 12 : Décomposition harmonique, dans le repère électrique, de l'inductance propre d'une phase de la machine 7-phases ; comparaison entre le bobinage réel, concentré sur une dent, et un bobinage concentré à pas diamétral ____ 48
Figure 13 : Décomposition harmonique, dans le repère électrique, de l'inductance propre d'une phase de la machine 7-phases ; cas du bobinage concentré sur une dent, pour différents angles Δ ____ 48
Figure 14 : Schéma pour le calcul des inductances de la machine 7-phases étudiée ____ 49
Figure 15 : Modélisation par le formalisme REM de l'alterno-démarreur 7-phases couplé en étoile, dans le référentiel de Concordia généralisé ____ 61
Figure 16 : Intégrale de B_{rad} sur la longueur du paquet de tôles statoriques pour 64 positions du rotor (a), et décomposition en série de Fourrier associée (b) ____ 64
Figure 17 : Calcul de la fem à vide d'une phase par le modèle simplifié, et comparaison avec un calcul numérique par la méthode des éléments finis (MEF) et un relevé expérimental ____ 66
Figure 18 : Calcul de la fem à vide d'une phase par le modèle simplifié pour les 6 premiers harmoniques ; classification par machines fictives ____ 68
Figure 19 : Schéma de commande du courant sur un axe quelconque, dans le référentiel de Park généralisé ____ 75
Figure 20 : Schéma de commande de l'ensemble des courants, dans le référentiel de Park généralisé, pour l'identification de l'axe q de la machine M1 ____ 76
Figure 21 : Exemple de l'identification des paramètres de l'axe q de la machine M1 pour N=0 tr/min, i_F=3A ____ 77
Figure 22 : Evolution des paramètres de la machine fictive M1 en fonction du courant d'excitation, et étude de la répétitivité de la mesure ____ 78
Figure 23 : Evolution des paramètres des machines fictives M1, M2 et M3 en fonction du courant d'excitation ____ 79
Figure 24 : Séquençage de l'amorçage des bras d'onduleur 7-phases pour une commande pleine onde 180° ____ 83
Figure 25 : Définition de l'angle d'amorçage des bras d'onduleur Ψ, entre une tension simple v_1 et une fem simple à vide e_1 ____ 85
Figure 26 : Courants réels mesurés expérimentalement (a) et décomposition harmonique (b) ; mode moteur, N = 1000 tr/min, i_F = 7,5 A ____ 85
Figure 27 : Courant et tension réels (i_1 et v_1) mesurés expérimentalement ____ 86
Figure 28 : Analyse des courants expérimentaux dans les référentiels de Concordia (a)-(b) et de Park (c) ; mode moteur, N = 1000 tr/min, i_F = 7,5 A ____ 88

Figure 29 : Comparaison entre relevé expérimental et relevé du modèle numérique du courant statorique (a), et de la fem projetée dans la machine M1(b) ; mode moteur, utilisation de la fem à vide pour le modèle numérique ___ 91

Figure 30 : Comparaison, entre relevé expérimental et relevé du modèle numérique, du courant statorique ; mode moteur, utilisation de la fem à vide et prise en compte de la variation de perméance d'entrefer pour le modèle numérique _____ 91

*Figure 31 : Comparaison entre relevé expérimental et relevé du modèle numérique du courant statorique (a), et de la fem projetée dans la machine M1 (b) ; mode moteur, utilisation d'une estimation de la fem en charge dans M1 pour le modèle numérique*_____ 92

Figure 32 : Comparaison entre relevé expérimental et relevé d'un modèle numérique, des courants associés aux machines fictives M1, M2 et M3 ; mode moteur, utilisation d'une estimation de fem à vide (a), et en charge dans M1 (b), pour le modèle numérique _____ 93

Figure 33 : Courants réels mesurés expérimentalement (a) et décomposition harmonique (b) ; mode alternateur, N = 1800 tr/min, i_F = 2,7 A _____ 95

*Figure 34 : Analyse des courants expérimentaux dans les référentiels de Concordia (a)-(b) et de Park (c) ; mode alternateur, N = 1800 tr/min, i_F = 2,7 A*_____ 96

Figure 35 : Comparaison entre relevé expérimental et relevé d'un modèle numérique du courant statorique (a), et de la fem projetée dans la machine M1 (b) ; mode alternateur, utilisation de la fem à vide pour le modèle numérique _____ 97

Figure 36 : Comparaison entre relevé expérimental et relevé d'un modèle numérique du courant statorique (a), et de la fem projetée dans la machine M1 (b) ; mode alternateur, utilisation d'une estimation de la fem en charge dans M1 pour le modèle numérique _____ 98

Figure 37 : Comparaison entre relevé expérimental et relevé d'un modèle numérique, des courants associés aux machines fictives M1, M2 et M3 ; mode alternateur, utilisation d'une estimation de fem à vide (a), et en charge dans M1 (b), pour le modèle numérique _____ 99

*Figure 38 : Commande du système par inversion de la chaine énergétique*_____ 103

*Figure 39 : Courants réels mesurés expérimentalement (a) et décomposition harmonique (b) ; mode moteur, N = 1000 tr/min, i_F = 7,5 A, v_{DC} = 20 V*_____ 107

Figure 40 : Analyse des courants expérimentaux dans les référentiels de Concordia (a)-(b) et de Park (c) ; mode moteur, N = 1000 tr/min, i_F = 7,5 A, v_{DC} = 20 V _____ 108

Figure 41 : Couple fonction de la norme du vecteur courant au sein de M1, comparaison de plusieurs déphasages entre la consigne de courant $\vec{i}_{M1}$ et le vecteur fem à vide $\vec{e}_{M1-vide}$ _____ 110

*Figure 42 : Courants réels mesurés expérimentalement (a) et décomposition harmonique (b) ; mode alternateur, N = 1800 tr/min, i_F = 2,7 A, v_{DC} = 20 V*_____ 113

Figure 43 : Analyse des courants expérimentaux dans les référentiels de Concordia (a)-(b) et de Park (c) ; mode alternateur, N = 1800 tr/min, i_F = 2,7 A, v_{DC} = 20 V _____ 114

Figure 44 : Puissance électrique fonction de la norme du vecteur courant au sein de M1, comparaison de plusieurs déphasages entre la consigne de courant $\vec{i}_{M1}$ et le vecteur fem à vide $\vec{e}_{M1-vide}$ _____ 115

*Figure 45 : Mesures expérimentales de bruit en commande pleine onde*_____ 116

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 1 : distribution harmonique, par sous espaces propres associés aux machines fictives, selon le nombre de phases de la machine _____ *29*

Tableau 2 : Matrice des inductances de la machine de référence à bobinage concentré à pas diamétral, et projection dans l'espace de Concordia généralisé _____ *52*

Tableau 3 : Matrice des inductances de la machine étudiée, à bobinage concentré sur une dent, et projection par machine fictive dans l'espace de Concordia généralisé _____ *54*

Tableau 4 : Distribution harmonique par sous espaces propres associés aux machines fictives dans le cas de la machine 7-phases ; cas des sous-harmoniques de rangs entiers et non entiers _____ *55*

Tableau 5 : Matrice des inductances dans les référentiels de Concordia (a) et de Park (b) ; cas d'une fonction de perméance constante _____ *58*

Tableau 6 : Matrice des inductances dans les référentiels de Concordia (a) et de Park (b) ; cas d'une fonction de perméance variable modulée par un harmonique 1 dans le repère électrique _____ *59*

Tableau 7 : Matrice des inductances dans les référentiels de Concordia (a) et de Park (b) ; cas d'une fonction de perméance variable modulée par un harmonique 2 dans le repère électrique _____ *59*

INTRODUCTION GÉNÉRALE

La question du développement durable devient aujourd'hui un élément majeur dans certaines prises de décisions politico-économiques de grande envergure. L'éducation autour de la nécessité d'économiser les ressources énergétiques, et d'empêcher « l'asphyxie » globale par les gaz à effets de serre, commence en effet à porter ses fruits, et à mener vers une nouvelle façon de penser l'Économie. Même s'il y a encore énormément à travailler en ce sens, la récente prise de consciences générale ouvre alors vers un nouveau marché, menant vers une sorte de nouvelle « guerre économique verte », pour le développement de produits plus respectueux de l'environnement et des générations futures. L'Industrie de masse a permis, depuis le XIX^{ème} siècle, et en tout juste quelques décennies, de contribuer au confort des populations, et à l'allongement de leur espérance de vie. Par ailleurs, elle a aussi beaucoup « sali » l'Environnement. Les nouveaux challenges aujourd'hui sont donc de proposer des solutions industrielles de plus en plus propres, qui permettent de garder un maximum des bénéfices acquis, mais avec une vision claire des risques que représente une mauvaise utilisation des ressources naturelles. Il est certain que ces challenges ne pourront pas être relevés sans l'aide de nouvelles technologies de pointe, et ce, dans tous les secteurs industriels. Par ailleurs, le développement de telles technologies ne pourra pas se faire sans que ne se poursuive l'éducation de la société, en faveur de modes de consommation responsables. En somme, les défis sont nombreux, complexes, et de différentes natures : défis économiques, industriels et culturels.

Inévitablement, le secteur Automobile n'est pas épargné par ces nouveaux défis. Au contraire, la réduction de la consommation de pétrole et des émissions polluantes dans ce secteur est un enjeu important, et le marché du véhicule propre s'ouvre donc peu à peu. Ainsi, la nécessitée de rendre les automobiles plus propres, conjugué au besoin naissant d'un nouveau type de consommateur de ce secteur, pousse les constructeurs automobiles à proposer des véhicules plus sobres. Une solution, qui permet d'éviter la consommation de pétrole pour ce type d'application et de ne plus émettre de gaz à effets de serre (au moins au niveau du véhicule), est la voiture électrique. Cependant, le passage d'un parc automobile mondial fonctionnant actuellement quasi-exclusivement au pétrole, vers un parc d'automobiles exclusivement électriques, ne peut être réalisé directement. Il faut en effet respecter certaines contraintes industrielles et économiques incontournables. Le passage du véhicule conventionnel au véhicule électrique est donc un travail à réaliser pas à pas, en partant des technologies bien maitrisées actuellement. L'hybridation des automobiles s'inscrit dans cette démarche [1]-[6]. En outre, en Europe, la stratégie des constructeurs consiste à décomposer les étapes, et à passer par des étapes successives d'hybridation, de plus en plus lourdes ; ceci afin de permettre la viabilité industrielle des produits développés. En ce sens, la réalisation d'une première fonction hybride simple « stop-start » [2], [5]-[10], par une structure de véhicule faiblement hybridée, type « micro-hybride », constitue la première marche vers des fonctions hybrides plus complexes, et donc plus coûteuses à mettre en œuvre. Avec cette fonction, l'objectif de réduire la consommation en carburant du véhicule est assuré par l'arrêt automatique du moteur thermique à chaque arrêt du véhicule (à un feu de circulation, dans un embouteillage, etc.). Le redémarrage automatique se doit ensuite d'être le plus rapide et le plus silencieux possible pour apparaître transparent pour le conducteur.

Les solutions technologiques sont nombreuses pour la mise en œuvre de la fonction stop-start, et certaines ont été testées par plusieurs équipementiers ou constructeurs automobiles. Celle qui nous concerne dans ce mémoire est l'utilisation d'un nouvel équipement pour la voiture, appelé *alterno-démarreur* [5]-[14]. Celui-ci regroupe sous la forme d'une seule machine électrique et de ses convertisseurs associés, les deux fonctions de génération d'énergie électrique pour l'alimentation du réseau de bord, et de démarrage du moteur thermique. Ces fonctions étant respectivement assurées dans les voitures conventionnelles par les équipements *alternateur* et *démarreur*, le nom du nouvel équipement s'en trouve naturellement justifié.

Comme nous l'avons évoqué, le contexte commercial joue un rôle capital dans les choix qui guident le développement des produits de l'industrie automobile. La première gamme d'alterno-démarreurs basse tension Valeo en est un exemple très représentatif, dans le sens où un de ses atouts majeurs est lié au très faible surcoût lié à l'hybridation [9]. Cette gamme est déjà disponible sur le marché automobile avec des voitures comme les *Citroën C2 et C3 Stop&Start*, ou la *Smart fortwo mhd*. Nous porterons une attention toute particulière à ce système dans la mesure où il constitue le point de départ de l'étude que nous allons mener. Celui-ci réutilise le même type de machine électrique, avec la même implantation mécanique, que l'alternateur des voitures conventionnelles. Cependant, Le pont de diodes associé à un alternateur classique est ici remplacé par un onduleur de tension à transistors MOSFET. Ceci permet le transfert de l'énergie dans les deux modes de fonctionnement de la machine électrique : en mode alternateur, pour la recharge de la batterie et l'alimentation du réseau de bord, et en mode moteur, pour le démarrage du moteur thermique.

A ce jour, cette première gamme d'alterno-démarreurs, que nous venons de décrire succinctement, ne peut équiper que des véhicules de relativement faible cylindrée [9]. Néanmoins, l'augmentation du prix du pétrole et le développement de normes de pollution et d'émissions de gaz à effets de serre de plus en plus strictes, poussent les constructeurs à proposer des véhicules de plus en plus sobres en terme de consommation, et ce, quelque soit le modèle. Cette situation crée aujourd'hui le besoin de généraliser la fonction stop-start à tous les types de moteurs, essence ou diesel, de petite ou de grosse cylindrée. Le développement d'une nouvelle génération d'alterno-démarreurs plus puissants est né de ce besoin.

Les contraintes liées au développement de ce type de système sont nombreuses, en termes de performance, de coût, de fiabilité, de confort d'utilisation, ou encore de poids et de volume embarqués. Pour parvenir à l'objectif visé, sous le poids de l'ensemble de ces contraintes, le choix de Valeo s'est porté sur le développement d'un ensemble polyphasé {machine synchrone 7-phases alimentée par onduleur de tension 7-bras} [14]. Ce choix, d'une machine à plus de trois phases, peut représenter une alternative intéressante à l'élévation du niveau de tension pour augmenter la puissance des alterno-démarreurs basse tension. Cependant, ce type d'architecture remet en questions les méthodes de conception et de commande initialement développées pour les machines triphasées. Pour cette raison, les machines polyphasées sont assez peu rencontrées dans les systèmes industriels, bien qu'elles offrent potentiellement des propriétés intéressantes (par exemple en termes de densité volumique de puissance, ou en leur offrant naturellement la possibilité d'un fonctionnement en mode dégradé). Cette situation vient d'une relative mauvaise maîtrise concernant la mise en œuvre des machines polyphasées.

Le L2EP travaille depuis plusieurs années [15]-[19] à la conception d'outils d'analyse des machines polyphasées. Les objectifs donnés au développement de tels outils concernent l'aide à la conception et à

la commande de ces types de machines électriques. Ainsi, depuis le début de leur développement, un lien étroit a été tissé entre les notions de conception et de commande. A ce jour, ces outils ont été testés pour la mise en place de commandes pour des machines à cinq, sept et neuf phases [17]-[19]. L'étude développée dans ce mémoire s'appuient sur ces précédents travaux. Néanmoins, certaines nuances majeures tendent à écarter l'étude de l'alterno-démarreur 7-phases des cas précédents. Nous verrons quelles sont ces nuances, et verront pourquoi cela nécessite de retravailler sur les outils développés au L2EP.

Ces travaux de thèse ont pour objectif principal d'aider la mise en œuvre de la commande de l'alterno-démarreur 7-phases étudié. Par ailleurs, nous chercherons à proposer des voies pour l'amélioration de la conception de la machine, en vue du développement de futurs prototypes. Dans ce cadre, nous parlerons de la notion de « rétro-conception ». En utilisant comme base les études réalisées précédemment au laboratoire, nous travaillerons alors à la modélisation du système alterno-démarreur polyphasé, en vue de sa commande. Nous verrons aussi comment utiliser cette modélisation pour travailler sur la rétro-conception de ce système. Cependant, nous verrons pourquoi il est nécessaire d'adapter les outils d'analyse des machines polyphasées développés au L2EP à notre cas d'étude, plus complexe que les cas étudiés jusqu'à présent. Nous proposerons alors des extensions à ces outils, afin de répondre aux hypothèses de travail décrites par le système étudié. Nous chercherons à simplifier au maximum ces extensions, afin de garantir une modélisation relativement simple, à partir de laquelle il est possible de dégager une structure de commande offrant de bonnes performances, et restant industriellement viable. Pour décrire ce travail, nous décomposerons ce mémoire en trois chapitres.

Le premier chapitre permettra de présenter le système alterno-démarreur polyphasé que nous étudions. Pour cela, nous dresserons tout d'abord un état de l'art sur les technologies hybrides actuelles, dans l'Automobile. Ensuite, à partir d'un état de l'art sur l'utilisation des machines polyphasées, nous verrons pourquoi l'augmentation du nombre de phases permet de garder l'ensemble des avantages offerts par le système alterno-démarreur étudié, lorsqu'on veut le transposer à des gammes de puissance plus élevées. Nous verrons alors comment sont modélisées les machines synchrones polyphasées dans la littérature, et donnerons les hypothèses sur lesquelles s'appuient ces modélisations.

L'objectif du deuxième chapitre sera de trouver un modèle du système alterno-démarreur 7-phases étudié. Ce modèle devra être adapté à une définition simple des structures de commande du système. Nous tisserons un lien étroit entre les problématiques de commande et de conception. La modélisation proposée s'appuiera sur les travaux actuels sur les machines polyphasées, et il faudra les adapter aux nouvelles hypothèses de travail définies par le système étudié. Une partie de ce chapitre sera aussi consacrée à la détermination des paramètres caractéristiques du modèle. Nous verrons en effet pourquoi ces paramètres sont difficiles à déterminer dans le cas que nous traitons, et proposerons des solutions pour simplifier la mesure et la rendre plus robuste.

Dans la dernière partie, l'objectif sera de comparer différentes commandes, et de discuter des meilleurs choix à opérer pour contrôler l'alterno-démarreur 7-phases. Pour cela, nous utiliserons la modélisation donnée dans le deuxième chapitre. Les modes alternateur et moteur de la machine électrique seront examinés, pour la fonction stop-start, mais aussi dans l'expectative d'autres fonctions hybrides plus complexes, réalisées par de futures machines polyphasées plus puissantes.

CHAPITRE 1
ALTERNO-DÉMARREUR POLYPHASÉ : CONTEXTE ET CAHIER DES CHARGES

1.1. Le système alterno-démarreur pour véhicules micro-hybrides ____ **5**
1.1.1 : Pétrole : questions liées aux ressources et à la pollution ____ 5
1.1.2 : Classification des véhicules automobiles et fonctions hybrides ____ 6
1.1.3 : Technologies pour véhicules micro-hybrides ____ 12
1.1.4 : Bilan sur le système alterno-démarreur triphasé à entrainement par courroie ____ 13

1.2. Machines polyphasées ____ **16**
1.2.1 : Généralités ____ 16
1.2.2 : Modélisation des machines synchrones polyphasées ____ 19

1.3. Système alterno-démarreur polyphasé forte puissance ____ **31**
1.3.1 : La machine à griffes, synchrone 7-phases à excitation séparée ____ 32
1.3.2 : L'onduleur de tension 7-bras ____ 35

1.4. Bilan sur l'intérêt du développement de l'alterno-démarreur 7-phases ____ **36**

Ce travail vise la généralisation de la fonction stop-start, à tous types de véhicules, essence ou diesel, de faible ou forte cylindrée. L'objectif de ce chapitre est de guider vers une solution technologique qui permette de répondre au cahier des charges que nous allons fixer ici.

Pour cela, nous rappellerons tout d'abord la définition d'un véhicule hybride à travers une classification des véhicules automobiles. Puis, nous nous concentrerons sur une classe particulière de véhicules : les micro-hybrides. Nous dresserons alors un état de l'art des différentes technologies utilisées à ce jour pour leur réalisation. Cet état de l'art permettra la description des systèmes alterno-démarreurs. Certains de ces système sont déjà aujourd'hui proposés à la vente, avec quelques modèles d'automobiles. La version qui nous concerne plus particulièrement est l'alterno-démarreur triphasé à entrainement par courroie développé par la société Valeo. En effet, cette technologie sera le point de départ pour le développement du système que nous allons étudier dans ce mémoire. Nous verrons donc quels en sont les avantages et inconvénients.

Nous montrerons ensuite pourquoi la généralisation de ce système peut être faite aux véhicules de fortes cylindrées, grâce à une machine polyphasée. L'augmentation du nombre de phases est en effet un moyen de garder l'ensemble des avantages offerts par l'alterno-démarreur triphasé actuel, lorsqu'on cherche à le transposer à des gammes de puissance plus élevées. Nous montrerons pourquoi, grâce à un état de l'art sur l'utilisation de ce type de machine. Nous verrons alors comment sont modélisées actuellement les machines synchrones polyphasées dans la littérature, et donnerons les hypothèses sur lesquelles s'appuient ces modélisations.

Enfin, nous décrirons le nouveau système alterno-démarreur polyphasé qui fait l'objet de ces travaux de thèse.

1.1. Le système alterno-démarreur pour véhicules micro-hybrides

La maîtrise de la consommation d'énergie apparait aujourd'hui comme un enjeu sociétal majeur. En effet, le très fort développement démographique depuis les premières phases de la révolution industrielle (fin du XVIII^{ème} et XIX^{ème} siècle en Europe), accompagné d'une croissance continue des besoins en énergie de chacun, à l'échelle du globe, ont abouti à placer l'Homme comme facteur dominant des changements climatiques actuels et à venir. Ces notions de maitrise de l'énergie et de modification de notre habitat naturel sont à la base de la définition de *développement durable* [20]. Elles permettent de soulever les deux questions conjointes de l'augmentation de la pollution et de la diminution des ressources, à cause de la surexploitation de certaines d'entre elles pour la production d'énergie. Ces questions suscitent de plus en plus d'intérêt, et ouvrent par conséquent la voie vers de nouveaux modes de consommation, pour des produits technologiquement plus aboutis et plus « durables ». Néanmoins, cette transition ne peut pas se faire trop rapidement, afin d'éviter pour ces nouveaux produits un coût trop important. Elle doit donc se faire pas à pas afin de répondre aux contraintes économiques.

Cette partie a pour but de guider vers des solutions technologiques qui permettent la réduction de la consommation d'énergie dans le secteur automobile, et de garantir une maîtrise du coût.

1.1.1 : Pétrole : questions liées aux ressources et à la pollution

Avant d'aborder les discussions techniques de ce rapport, profitons de ce chapitre introductif pour dresser un bref état de l'art sur quelques questions qui concernent la consommation de pétrole dans le secteur automobile et les problèmes associés.

Le premier problème que pose la consommation excessive de pétrole est celui de la pollution engendrée lorsqu'on brule ce combustible. Nous ne chercherons pas à donner toutes les explications à propos de cette question, et nous appuierons donc sur la littérature qui propose plus en détails la description de la nature et des effets de la pollution liée à l'Automobile. Sachons néanmoins que cette pollution est de deux natures. La première nature concerne le rejet d'émissions toxiques pour les espèces vivantes. Ces émissions toxiques sont par exemple : le monoxyde de carbone (CO), le dioxyde de souffre (SO2), les oxydes d'azote (NOx) ou encore les microparticules (qui concernent surtout les motorisations diesel) [21]-[22]. L'effet de cette pollution est directement ressenti par la population des agglomérations, et on qualifie donc de « locale » ce type de pollution. On notera qu'elle dépend directement des caractéristiques géographiques du site et des conditions atmosphériques au jour le jour. Il existe deux moyens pour réduire cette pollution, voire l'annuler. Le premier est celui qui nous concerne, à savoir la réduction de la quantité de pétrole brûlé pour une même puissance. Le deuxième concerne l'amélioration des systèmes de post-traitement des véhicules. La deuxième source de pollution automobile est quant-à elle, en proportion, directement l'image de la quantité de pétrole brûlée. Il s'agit des gaz à effets de serre, dont le plus connu et le plus important est le dioxyde de carbone (CO_2). Ces gaz ne sont pas toxiques pour les espèces vivantes, mais leur effet « global » représente la cause directe du réchauffement climatique [23]. Notons que la littérature propose des bilans sur la qualité de l'air : pour la zone Europe [24], pour la zone

américaine [25], et pour un bilan global [26]. Le contenu de [27] est également riche de ressources sur cette thématique. Au vu de ces études, il est difficile de donner un chiffre précis, quant-à la proportion de chacun des différents secteurs économiques (Industrie, Transport, Habitat, …), sur la contribution globale des émissions de gaz à effets de serre. Les sources ont en effet du mal à s'accorder sur cette question. Toutefois, tous s'entendent à concéder, qu'au vu des courbes de croissance, sans apport de solutions, l'Automobile pourrait bientôt devenir triste leader en ce domaine.

A propos du problème des ressources, rappelons que les carburants qu'utilise la très grande majorité du parc automobile mondial sont issus de la transformation du combustible fossile « pétrole ». Le problème qu'on décrit ici provient de la nature même du principe de fossilisation, qui réclame plusieurs millions d'années pour se réaliser, en opposition totale avec l'échelle de temps représentative de la durée qu'il a fallu pour brûler la majeure partie des réserves mondiales (à peine plus d'un siècle). Puisque l'émission des gaz à effet de serre est directement liée à la quantité de pétrole brûlée, là encore, le secteur des transports représente un des plus grands responsables de la pénurie programmée. Il est là encore difficile de donner une date précise de cette pénurie. En effet, plusieurs facteurs restent encore aujourd'hui des inconnues, comme la progression de la consommation de pays en pleine expansion économique (comme la Chine ou l'Inde), ou encore la quantité de gisements non exploités à ce jour. Cependant, le pétrole va devenir de plus en plus rare, mais aussi de plus en plus difficile à extraire et à raffiner. En parallèle, les statistiques qui proposent une prédiction de l'évolution des besoins montrent clairement une tendance exponentielle [2], [28]. Malgré ces inconnues, certains proposent une estimation pour la date qui sonnera la pénurie de pétrole aux alentours de 2040 [2]. Pour d'autres, cette date n'appartient pas au futur puisque la production mondiale de pétrole a déjà atteint son maximum [27]. D'ici là, et au vu de l'évolution actuelle des prix [29] (en 2000, le prix moyen sur l'année du baril de pétrole s'élevait à 28,50 $US, contre 54,50 $US en 2005 ; ces derniers mois, il atteint des prix record à près de 150 $US[2]), le précieux carburant voit son prix flamber, sans comparaison avec aucune précédente crise[3].

1.1.2 : Classification des véhicules automobiles et fonctions hybrides

Il semble donc absolument nécessaire, aujourd'hui, de trouver des solutions pour réduire efficacement les consommations de pétrole, notamment dans le secteur des transports. A terme, cette réduction risque même de ne pas être suffisante et des travaux sont déjà réalisés en vue de supprimer totalement les besoins en pétrole pour la propulsion des automobiles ; c'est par exemple l'objectif des véhicules électriques [1]-[2], [30]-[31]. Ces types de véhicules, parfaitement non polluant localement (au niveau de la voiture), sont néanmoins synonymes de nouveaux défis technologiques et économiques, pour les raisons majeures suivantes.

- Tout d'abord, pour le stockage d'énergie, afin de garantir une autonomie suffisante. La pile à combustible est un exemple de solution qui permet de répondre à ce problème [2], [30]. Le développement de nouveaux types de batteries aussi.

[2] Au jour de la rédaction de ces lignes. L'évolution du prix du pétrole est extrêmement rapide.
[3] Certaines estimations prévoyant sous peu la baisse du prix du baril ne doivent pas faire oublier l'allure globale du prix, à tendance croissante.

- Ensuite, pour la gestion des nouveaux types de pollution engendrés : pollution par les batteries tout d'abord ; mais aussi pollution délocalisée (à un autre niveau que celui de la voiture), qu'il s'agisse de production d'hydrogène, ou d'énergie électrique pour un parc automobile global très important.
- Enfin, on rappelle que le passage trop rapide du véhicule conventionnel, tel qu'on le connaît aujourd'hui, à un véhicule qui n'utilise plus du tout de pétrole, serait une révolution trop brutale qui n'autoriserait pas de garantir un prix accessible au grand public.

Dans ce contexte, où le besoin devient urgent, mais dans lequel il faut opérer pas à pas, les acteurs de l'industrie automobile ont depuis quelques années imaginé une solution transitoire, intermédiaire entre la voiture conventionnelle roulant uniquement au pétrole, et le véhicule électrique : le véhicule hybride.

On trouve dans la littérature plusieurs définitions au terme de « véhicule hybride » [1]-[3], [22], [30]-[38]. Cependant, la première qui fut historiquement proposée posait un problème puisqu'elle reposait sur une condition nécessaire, mais pas suffisante, à savoir que la chaine de traction d'un véhicule hybride doit comporter au moins deux sources d'énergie de nature différente. A la seule lecture de cette définition, le débat fut mené à propos de nos voitures conventionnelles, toutes équipées d'une batterie et d'un réservoir d'essence. Ainsi, des consensus menés en parallèle à propos de cette définition, menèrent certains auteurs à ajouter des conditions supplémentaires pour qualifier d'hybride un véhicule. Le problème vint alors de ces conditions, qui ne sont pas toujours les mêmes, et qui mènent à qualifier par certains d'hybride un véhicule qui ne le serait pas par d'autres. Pour éviter l'imbroglio autour de la définition, [22] propose de classifier les véhicules selon les « fonctionnalités hybrides » qu'ils intègrent. Cependant, ce type de classification n'est pas rigoureux dès lors qu'un véhicule peut intégrer plusieurs fonctionnalités hybrides ; ce qui est souvent le cas. Dans ce mémoire, nous utiliserons la classification proposée par [35]-[37]. Celle-ci est validée par le réseau MEGHEV[4] [38], dont fait partie le laboratoire L2EP. Cette classification considère l'ensemble des véhicules automobiles, depuis le Véhicule Thermique (VT) jusqu'au Véhicule Electrique (VE), en passant par tous les Véhicules Hybrides (VH). Elle propose un double classement, selon la structure du véhicule (sa topologie), ou selon le degré d'hybridation.

1.1.2.1. Classification des véhicules automobiles

Ci-après, nous proposons une synthèse de ce classement, selon qu'il soit établi par la topologie du véhicule ou par le degré d'hybridation. Ces explications peuvent être largement complétées par la littérature que nous avons mentionnée sur ce sujet [1]-[3], [22], [30]-[38].

Commençons par la classification selon la topologie du véhicule :

- **VT :** le Véhicule Thermique est considéré dans ce mémoire comme la référence, car l'immense majorité du parc automobile mondial est à ce jour représenté par ce type de véhicule « conventionnel ». La seule source d'énergie qui participe à la traction est un carburant carboné (pétrole ou biocarburant produit à partir de matériaux organiques renouvelables non-fossiles). Un cycle type d'utilisation de ce véhicule est défini par un démarrage au début du cycle à l'aide d'un démarreur conventionnel (machine à courant continu engrainée directement sur la roue dentée du

[4] « Le groupe de recherche MEGEVH (Modélisation Energétique et Gestion d'Energie des Véhicules Hybrides) a pour vocation de favoriser les collaborations entre partenaires académiques et industriels sur les thèmes de la modélisation et la gestion d'énergie des véhicules hybrides, et ainsi de contribuer à la diffusion de véhicules moins polluants et plus économes en énergie. » Définition reprise de http://l2ep.univ-lille1.fr/megevh/

vilebrequin), puis par le cycle de roulage où le moteur thermique participe seul à la traction du véhicule. Pendant cette période, l'alternateur (machine synchrone triphasée à excitation séparée et pont de diodes) recharge en continu une batterie au plomb de 12V. Le freinage de la voiture est assuré par la seule action mécanique du frottement de plaquettes sur des disques (ou de mâchoires sur des tambours). A la fin du cycle d'utilisation, le conducteur coupe le contact, ce qui correspond au seul arrêt du moteur thermique pendant le cycle.

- **VH-Série** : pour le Véhicule Hybride Série, la traction est assurée par un moteur électrique. Cependant, pour éviter une décharge rapide des batteries électriques, un moteur thermique accouplé mécaniquement à un alternateur est utilisé pour les recharger. Selon le dimensionnement du moteur thermique et de l'alternateur associé, l'autonomie du véhicule est fixée soit par la capacité du réservoir de carburant, soit par la capacité des batteries électriques. La critique majeure généralement citée à propos de ce type de structure provient de la taille de la chaine énergétique. Longue par nature, elle est en conséquence coûteuse et potentiellement caractérisée par un faible rendement global.
- **VH-Parallèle** : avec le Véhicule Hybride Parallèle, le moteur thermique est utilisé conjointement avec une machine électrique pour la création du couple moteur, à l'origine de la force de traction du véhicule. La machine électrique peut aussi être utilisée dans certaines phases de roulage comme alternateur, pour la recharge de batteries électriques.
- **VH-Série/Parallèle** (ou **VH-Mixte**) : pour ce type de configuration, le moteur thermique participe à la fois à la création du couple moteur, et à la fois à la recharge des batteries électriques via un alternateur. Ce dernier est indépendant d'une deuxième machine électrique utilisée comme moteur, en addition de couple, pour la traction du véhicule.
- **VE :** pour le véhicule électrique, la traction électrique est assurée uniquement par un ou plusieurs moteur(s) électrique(s). On considère qu'il n'y a pas d'autre source d'énergie que des batteries électriques pour ce type de véhicule. Par cette définition, un véhicule à pile à combustible appartient donc par exemple à la catégorie hybride-série et non véhicule électrique. On assume donc que cette classification s'éloigne légèrement de certaines définitions d'usage.

Parallèlement à cette classification selon la structure du véhicule, on ajoute maintenant une classification selon le « degré d'hybridation ». Ce degré d'hybridation correspond au ratio de puissance entre puissance électrique utile à la traction du véhicule et puissance thermique. Au vu des différentes structures de véhicule, ce ratio peut donc aller de 0 (pour VT) à 100 % (pour VE). Pour ces deux cas extrêmes, on considère ici que le véhicule n'est pas un véhicule hybride. Dans l'intervalle ouvert]0, 100[, le véhicule est considéré comme hybride, et sa structure peut en principe faire référence à n'importe laquelle des différentes topologies qu'on a décrites ci-dessus. Il n'y a en effet a priori pas de corrélation entre les deux types de classification. Cependant, certaines associations peuvent être maladroites. Les plus usuelles sont décrites dans [35]. Enfin, selon que le degré d'hybridation soit faible, moyen ou élevé, il est d'usage de nommer le véhicule par l'une des appellations suivantes :

- Micro-hybrid (ou µ-hybrid) : pour un faible degré d'hybridation.
- Mild-hybrid : pour un degré d'hybridation moyen.
- Full-hybrid : pour un fort degré d'hybridation.

A noter qu'il n'existe pas de limite strictement normalisée sur les degrés d'hybridation qui marquent le passage entre chacune de ces trois catégories. L'usage veut généralement qu'un véhicule soit considéré comme µ-, mild- ou full-hybride en fonction des nouvelles « fonctionnalités électriques » qu'il est en mesure de proposer pour améliorer l'efficacité énergétique de la chaine de traction du véhicule (en comparaison du véhicule thermique de référence).

Nous proposons dans la suite de ce sous-chapitre de décrire tous les modes de fonctionnement que peut potentiellement proposer un véhicule actuel, selon les technologies embarquées. Parmi ces modes de fonctionnement, nous retrouverons les nouvelles fonctionnalités électrique dont nous venons de parler, qu'on appellera « fonctionnalités hybrides ».

1.1.2.2. Mode thermique

C'est le mode de fonctionnement classique du véhicule thermique. Dans ce mode, le moteur thermique est utilisé seul pour la traction du véhicule. Comme nous l'avons déjà mentionné, c'est ce mode qui est pris en référence lorsqu'on discute du gain qu'apporte toute autre nouvelle fonctionnalité hybride.

En plus de ce mode de fonctionnement, un véhicule hybride peut proposer les fonctionnalités décrites ci-après.

1.1.2.3. Optimisation de la gestion d'énergie des accessoires électriques

La première des nouvelles fonctionnalités électriques vise uniquement l'amélioration de la gestion des flux d'énergie au sein du véhicule, en comparaison avec le véhicule thermique de référence. Ce genre de fonctionnalité électrique est à la limite du principe d'hybride car il n'agit pas directement sur la traction du véhicule. Cependant, la condition pour intégrer ce genre de fonctionnalité est d'ajouter des convertisseurs et des éléments de stockage d'énergie électrique qui permettent d'atteindre un gain suffisant en consommation pour justifier le surcoût. En pratique, ce n'est généralement pas le cas. On ne réfléchit donc à ce genre d'optimisation des flux d'énergie électrique que pour certains véhicules hybrides, dont la structure innovante offre, d'une part, des nouveaux modes de traction, et d'autre part, de nouvelles voies de réflexion pour la gestion des flux d'énergie électrique.

Dans [22], on décrit par exemple la possibilité que le rechargement de la batterie ne se fasse plus en continu. Ainsi, les équipements électriques de la voiture sont alimentés dans certaines phases de roulage sans action de l'alternateur. L'état de charge de la batterie évolue alors dans une plage plus importante, ce qui permet d'optimiser les moments de recharge par rapport aux points de fonctionnement du moteur thermique. L'inconvénient réside dans la nécessité d'utiliser une batterie plus élaborée que la batterie au plomb conventionnelle (LiOn, NiMh), beaucoup plus chère.

Nous verrons que le système étudié dans la suite de ce mémoire propose lui aussi, en comparaison avec le véhicule de référence, une voie d'amélioration des flux d'énergie.

1.1.2.4. Fonction d'aide au démarrage ou « stop-start »

Avec cette fonction, le moteur thermique peut être coupé automatiquement à chaque arrêt du véhicule[5] (feux de croisement, embouteillages, etc…). Lorsque le conducteur veut repartir, le moteur thermique doit être redémarré automatiquement le plus rapidement et le plus silencieusement possible. L'intérêt de ce fonctionnement est de réduire la consommation de carburant et les rejets d'émissions polluantes dans les phases d'arrêt du véhicule. Ceci entraîne au global une réduction de la consommation de carburant de l'ordre de 4 à 9 % sur cycles normalisés [5]-[9], [33]. A noter que l'intérêt de ce mode de fonctionnement est justifiable grâce aux progrès des systèmes d'injection. Pilotés électroniquement, ils permettent d'aller à l'encontre de l'ancienne réalité, pour laquelle la phase de démarrage du véhicule entraînait une consommation importante de carburant. Enfin, la fonction stop-start n'est généralement pas disponible lorsque le moteur thermique est froid, ou lorsque la batterie n'est pas suffisamment chargée.

1.1.2.5. Récupération d'énergie au freinage

Dans ce cas, l'action de freinage n'est plus seulement réalisée mécaniquement. Un générateur électrique est en effet utilisé pour convertir une partie de l'énergie cinétique du véhicule en énergie électrique, stockée par exemple avec une batterie ou un banc de super-condensateurs. Cette énergie peut ensuite servir à l'alimentation du réseau de bord ou à la traction électrique. Les inconvénients majeurs concernent généralement le coût de l'élément de stockage et des convertisseurs associés, ainsi que le volume utilisé par ceux-ci, pour une quantité restreinte d'énergie récupérable.

1.1.2.6. Traction mixte et mode « boost »

En traction mixte, deux types de moteurs sont utilisés pour la traction du véhicule : généralement moteur thermique et moteur électrique. Ce mode de fonctionnement est obtenu soit par addition de couple des deux moteurs, soit par addition de vitesse, soit par une combinaison de ces deux principes. Le dimensionnement des convertisseurs et de l'élément de stockage d'énergie électrique en termes de capacité et de puissance déterminent l'utilisation qui peut être faite de cette fonction : depuis l'aide au décollage du véhicule, uniquement dans les phases d'accélération (les Honda Civic IMA (Integrated Motor Assist) et Insight proposent cette fonctionnalité avec un moteur électrique développant environ 15 kW, soit un peu plus de 20 % de la puissance du moteur thermique) jusqu'à la transformation du véhicule de référence en véhicule sportif (comme pour la Lexus RX400h, qui embarque deux moteurs électriques de 123 kW et 50 kW, soit au total 112 % de la puissance maximale du moteur thermique). L'aide au décollage, pour laquelle la traction mixte est assurée pendant de courtes phases d'accélération du véhicule, est généralement désignée par l'appellation « mode boost ».

[5] Sous certaines conditions : par exemple, lorsque le moteur thermique est chaud ou que la batterie n'a pas besoin d'être rechargée. La stratégie de la fonction stop-start est propre à chaque constructeur automobile.

1.1.2.7. Traction électrique

Dans ce mode, une (ou plusieurs) machine électrique est utilisée seule pour la traction du véhicule. Le dimensionnement du moteur électrique, des convertisseurs associés et de l'élément de stockage a donc été prévu en conséquence. Ceci nécessite également que le moteur thermique puisse être désaccouplé de la chaine de traction pour qu'il n'agisse pas comme un frein du point de vue du moteur électrique (nécessité d'un embrayage de coupure). Le dimensionnement des éléments de la chaîne de traction électrique est un véritable enjeu pour garantir une autonomie raisonnable dans un volume limité et aussi une puissance suffisante pour des performances correctes.

1.1.2.8. Mode de charge sur secteur ou « Plug-in »

Pour les véhicules qui intègrent ce type de fonctionnalité, les batteries électriques peuvent être rechargées à l'aide d'une prise électrique qui relie le véhicule au réseau urbain d'électricité. Ce principe permet de délocaliser une part de la pollution automobile vers les sites de production d'énergie électrique et potentiellement d'en changer la nature.

1.1.2.9. Bilan sur les fonctions hybrides et sur le véhicule micro-hybride

Dans cette partie, nous avons vu que le « véhicule hybride » peut prendre différentes formes. Pour chaque topologie, le ratio de puissance utile à la traction, entre puissance électrique et puissance thermique définit ce qu'on appelle le « degré d'hybridation ». Celui-ci peut être plus ou moins élevé. Même si certains choix sont plus judicieux que d'autres, a priori, la structure du véhicule ne détermine pas ce degré d'hybridation, et inversement. Ensuite, fonction de la topologie et du degré, différents nouveaux modes de fonctionnement peuvent être mis en œuvre à travers de nouvelles fonctionnalités que nous avons appelées « fonctionnalités hybrides ».

Les gains en consommation sont variables selon la fonctionnalité mise en œuvre et le degré d'hybridation. De 5 à 10 % de gain pour les fonctionnalités les plus simples, type stop-start, à près de 40 % annoncés par le constructeur pour des véhicules hybrides mixtes, comme la Toyota Prius qui offre plusieurs fonctionnalités hybrides [1]-[3], [22], [33].

Le type de véhicule hybride qui retient notre attention dans ce mémoire est le véhicule type micro-hybride, c'est-à-dire caractérisé par un faible degré d'hybridation. En effet, ce type d'hybride peut être réalisé sans modification majeure, et coûteuse, du véhicule conventionnel pris comme référence. Or, cette question du coût est un point clé du cahier des charges, relativement à la contrainte forte qui y a été inscrite : opérer pas à pas afin d'éviter au maximum le surcoût lié à l'hybridation. En pratique, les structures les moins coûteuses ne permettent d'offrir que des fonctionnalités hybrides simples. La plus représentative, qu'on associe généralement de très près aux véhicules micro-hybrides, est la fonction stop-start. Cependant, en plus de ce mode de fonctionnement, certaines architectures développées pour les véhicules micro-hybrides, offrent aussi d'autres fonctionnalités, comme l'amélioration des flux d'énergie électriques (en dehors des flux utiles à la traction). Entre deux structures, à prix identique, on préfèrera donc celle qui offre davantage de fonctionnalités que la seule fonction stop-start, pour un gain en consommation supérieur.

1.1.3 : Technologies pour véhicules micro-hybrides

A ce jour, la majorité des voitures sont équipées d'un alternateur, utilisé pour charger la batterie, et d'un démarreur, pour démarrer le véhicule. Pour réaliser la fonction hybride stop-start, cette structure est en principe suffisante, en utilisant le démarreur conventionnel pour chaque redémarrage du moteur thermique. Cette solution, qui n'entraine aucune modification de la structure du véhicule de référence, semble intéressante du point de vue du surcoût lié à l'hybridation. Néanmoins, elle souffre de plusieurs défauts : le premier concerne le dimensionnement du démarreur. Un démarreur conventionnel est une machine à courant continu, directement engrenée sur la couronne dentée du vilebrequin. Vu la faible fréquence d'utilisation de la machine (2 à 4 démarrages par jour en moyenne dans la vie du véhicule), la machine est fortement sous-dimensionnée (en comparaison d'un mode de fonctionnement où elle serait utilisée en continu). Par conséquent, passer d'un mode de fonctionnement à un unique démarrage dans le cycle de roulage à un redémarrage après chaque passage à vitesse nulle du véhicule nécessite un changement important dans la façon de concevoir la machine. En outre, la durée du démarrage avec un démarreur conventionnel est trop élevée (de 1 s à 2 s) pour ce genre d'utilisation en stop-start, et ne permet pas un confort d'utilisation suffisant [9]. Enfin, avec ce type d'architecture, aucune amélioration dans la gestion de l'énergie électrique de la voiture ne peut être envisagée car la structure est rigoureusement identique à celle du véhicule de référence.

En parallèle, l'accroissement constant du nombre d'équipements électriques, pour assurer de nouvelles fonctionnalités de sécurité ou de confort, a amené les constructeurs à commander auprès des équipementiers automobiles des alternateurs de plus en plus puissants. Les machines électriques utilisées devenant alors capables d'assurer un couple suffisant pour démarrer le véhicule [31]. Le système alterno-démarreur est né de cette idée. Il permet de supprimer le démarreur conventionnel en rendant réversible l'alternateur, pour qu'il puisse fonctionner en mode moteur. Cette réversibilité est assurée en remplaçant le pont de diodes de l'alternateur conventionnel par un onduleur (mode démarrage), qui remplit également la fonction redresseur (mode alternateur).

On trouve dans la littérature de nombreuses structures d'alterno-démarreurs [5], [39]. Certaines essaient d'utiliser des machines à la réputation d'avoir un faible coût de production : machines asynchrones [9], [11]-[13], [40]-[43], machines à réluctance variable [13], [31], [40], [44]. Cependant, pour toutes ces études, il est nécessaire d'élever le niveau de tension, fixé historiquement pour le véhicule conventionnel de référence au niveau faible de 12 V. Ceci signifie alors, soit de modifier tous les composants électriques de la voiture, soit ajouter des modulateurs d'énergie électrique. La première solution induit la nécessité de revoir la conception de chaque organe consommateur d'électricité, et donc un surcoût élevé pour l'hybridation. La deuxième solution entraine aussi un coût additionnel et pose également la question de la fiabilité réduite par l'ajout de dispositifs d'électronique de puissance. L'intégration mécanique de ces types de machines est aussi une question délicate car elles sont généralement assez volumineuses. Certains proposent l'intégration de la machine directement sur le bloc moteur thermique, sans courroie. Cette solution nécessite alors une lourde modification des blocs moteurs et de leur implantation dans la voiture.

Relativement à ces machines, les machines synchrones ont la réputation d'avoir un coût plus élevé de production. Néanmoins, les machines synchrones à griffes utilisées pour la fonction alternateur dans le véhicule conventionnel de référence offre la caractéristique inverse. Une structure intéressante d'un point

de vue coût, pourrait donc utiliser ce type de machine. Garder le même niveau de tension historique de 12 V pour le réseau de bord que celui du véhicule de référence et la même implantation mécanique qu'un alternateur conventionnel serait aussi une solution optimale d'un point de vue coût. C'est ce challenge qu'a relevé Valeo en proposant sa première génération d'alterno-démarreurs, qui équipent certaines voitures depuis octobre 2004, comme la Citroën C3 Stop&Start. C'est cette structure qui va servir de point de départ à notre étude technique dans la suite de ce mémoire. En voici donc une brève description, reprise de [6]-[9] :

Pour adapter l'alternateur classique à la nouvelle fonction de démarrage, seules quelques modifications légères et par conséquent peu coûteuses, ont été apportées, comme le redimensionnement des bobinages statoriques pour trouver un compromis acceptable entre la fonction recharge de la batterie et la fonction démarrage du moteur thermique. La différence majeure concerne l'onduleur de tension à transistors MOSFET, en remplacement du pont de diodes des alternateurs conventionnels. C'est ce nouveau convertisseur qui représente l'essentiel du surcoût lié à l'hybridation. Cette solution a été retenue car elle permet une mise en œuvre facile et peu coûteuse en réutilisant une technologie de machine électrique bien connue et produite en très grandes séries : la machine à griffes [6]-[9], [45]-[46]. Cette machine électrique est une machine synchrone triphasée à excitation séparée. Elle est alimentée par l'onduleur de tension, lui même directement alimenté par une batterie au plomb classique de 12 V. Le remplacement du démarreur conventionnel par cette machine permet de déporter la fonction démarrage, placée à l'origine directement sur la roue dentée du vilebrequin, vers l'autre face du moteur thermique, en lieu et place de l'alternateur conventionnel. Proposé sur la courroie d'accessoires, le démarrage devient alors plus rapide (quelques centaines de millisecondes contre 1 à 2 secondes pour un démarreur conventionnel) et plus silencieux (les vibrations sont extrêmement réduites), permettant de réaliser des démarrages quasiment transparents pour le conducteur. En outre, l'utilisation de l'onduleur de tension offre, en plus de la possibilité d'un mode de fonctionnement de la machine électrique en moteur, celle d'utiliser le convertisseur en redressement synchrone lorsque la machine fonctionne en génératrice. Ce fonctionnement correspond à une commande des bras du convertisseur tels que les transistors MOSFET soient rendus conducteurs lorsque la tension aux bornes de leur diode intrinsèque devient positive. Ils sont ensuite bloqués lorsque le courant du canal s'annule. En comparaison avec un pont de diodes classique, la chute de tension aux bornes des composants du convertisseur est fortement réduite, ce qui diminue d'autant les pertes pour ce type d'application (très) basse tension (pour un courant débité de 120 A, la chute de tension dans les transistors MOSFET à l'état passant ne dépasse pas 0,2 V contre 0,8 à 1,1 V pour une diode d'alternateur. Par conséquent, les pertes sont réduites de plus de 60% par rapport à un pont à diodes. [7]).

1.1.4 : Bilan sur le système alterno-démarreur triphasé à entrainement par courroie

Pour résumer le paragraphe précédent, nous proposons de dresser sous forme de bilan, une liste des avantages et des contraintes liées à la première génération d'alterno-démarreurs développés par Valeo. Nous rappelons en effet que c'est ce système qui va servir de point de départ à l'étude que nous allons mener dans la suite de ce mémoire de thèse.

1.1.4.1. Des Avantages…

Rappelons tout d'abord que le principal avantage de ce type de système, par rapport à d'autres structures pour véhicules micro-hybrides, est le faible coût global lié à l'hybridation. Les éléments qui permettent la maitrise de ce surcoût sont :

- Garder, pour la fonction de démarrage du moteur thermique, une machine électrique à faible coût de production, identique à celle utilisée actuellement comme alternateur, avec la même implantation mécanique : une machine synchrone, à griffes, à excitation séparée. Cette structure permet de ne pas modifier l'architecture du véhicule, mais aussi de réutiliser le savoir faire acquis sur ce type de machine, ainsi que l'outil industriel actuel.
- Garder le niveau historique du bus de tension de la voiture à 12V.
- Supprimer le démarreur conventionnel. En plus de limiter le surcoût, cette opération permet de gagner du volume dans la voiture, pour faciliter l'ajout d'autres équipements.

Ensuite, on peut aussi citer parmi les avantages de ce type de système :

- Un démarrage plus rapide (quelques centaines de millisecondes) et plus doux (silencieux, avec moins d'à-coups) qu'avec un démarreur conventionnel.
- Une machine mieux dimensionnée pour supporter un très grand nombre de démarrages successifs dans la vie du véhicule (de l'ordre de 600 000 démarrages contre moins de 60 000 pour un démarreur conventionnel).

1.1.4.2. … Mais aussi des contraintes et des limites

Cependant, on relève aussi les contraintes et limites liées à ce genre de système. Celles-ci font souvent directement référence aux avantages cités précédemment :

- La première contrainte est liée à l'objectif de minimisation du coût du système. Ainsi, on s'oblige à garder une machine à faible coût de production : une machine synchrone à griffes, dont on verra qu'elle pose un certain nombre de difficultés pour les étapes de conception et de commande.
- La deuxième contrainte, également liée à la minimisation du coût, fait référence au faible niveau de tension du bus continu, fixé à 12 V. Pour obtenir une puissance suffisante pour le démarrage d'un moteur thermique, les niveaux de courant sont nécessairement élevés, ce qui pose généralement certains problèmes : dimensionnement des sections de câbles, fiabilité, maîtrise des chutes de tension parasites, etc...
- La troisième contrainte concerne le volume, très limité par nature même d'un système embarqué comme une voiture. L'objectif devient alors d'obtenir un couple élevé pour le démarrage du véhicule, dans un volume très restreint.
- Il faut aussi trouver le bon compromis à faire entre les fonctions démarreur et alternateur. Ceci ajoutant des contraintes de conception.
- Le confort d'utilisation de ce genre de système est aussi une lourde contrainte. En effet, notons tout d'abord que l'on juge absolument nécessaire de rendre la fonction stop-start la plus invisible possible pour l'utilisateur. Le fait de déplacer la fonction de démarrage vers la courroie d'accessoire est un avantage de ce point de vue, par rapport à un démarreur conventionnel.

Néanmoins, les compromis à accepter lors de la phase de conception entre les deux fonctions alternateur et démarreur ne permettent pas d'utiliser tout le savoir faire acquis depuis plusieurs décennies sur la conception de la machine à griffes. Ainsi, même si les concepteurs d'alternateurs savent aujourd'hui bien concevoir des alternateurs à griffes puissants et silencieux dans une gamme très étendue de vitesse, l'ajout de la fonction démarreur et des compromis de conception qui l'accompagnent, ne garantissent plus les performances optimisées en mode alternateur.

- A propos de la fiabilité, l'ajout d'un convertisseur d'électronique de puissance comme un onduleur de tension fragilise potentiellement les deux fonctions alternateur et démarreur. En réponse à cette question, nous verrons néanmoins que l'utilisation d'une machine polyphasée permet d'ouvrir vers des réflexions sur la tolérance aux pannes, en offrant des possibilités de fonctionnement en mode dégradé.
- Enfin, rappelons que la machine électrique utilisée comme alterno-démarreur est entrainée mécaniquement par une courroie. Ceci pose le problème du transfert de puissance dans les deux sens dont le couple est vu par la machine (en modes moteur et alternateur), en évitant les phénomènes de glissement de courroie. Nous ne discuterons pas davantage de cette question dans ce mémoire, mais des solutions à ce problème sont proposées dans [6]-[9].

1.1.4.3. Vers une nouvelle génération d'alterno-démarreurs

Nous venons de décrire le système alternodémarreur triphasé à entrainement par courroie développé par la société Valeo. A partir de maintenant, l'objectif de la fin de ce premier chapitre est de motiver le développement de la future génération d'alterno-démarreurs. Cette future génération a pour but de généraliser la fonction stop-start à des véhicules de plus forte cylindrée. Les nouveaux alterno-démarreurs devront donc être plus puissants. En plus de cela, on cherche à garder l'ensemble des avantages de la génération actuelle.

En comparaison des machines actuelles, pour fixer des ordres de grandeur, typiquement, on cherche avec la nouvelle génération d'alterno-démarreurs à pouvoir démarrer un moteur 6 cylindres 3,0L diesel, contre actuellement des moteurs 4 cylindres essence d'une cylindrée n'excédant pas 2,4L, ou certains moteurs diesel dont la cylindrée n'excède pas 2,2L [7]-[9].

Pour répondre à ce cahier des charges complexe, le choix de l'équipementier s'est porté sur un système polyphasé. A partir d'un état de l'art sur les systèmes polyphasés, nous allons étudier dans la suite de ce mémoire pourquoi ce choix est potentiellement une bonne solution, pour tenir compte de l'ensemble des contraintes fixées par ce cahier des charges.

1.2. Machines polyphasées

Dans ce sous-chapitre, à partir de la description de quelques généralités sur les machines polyphasées, nous souhaitons motiver le choix de ce type de machine pour le développement de la future génération d'alterno-démarreurs forte puissance. Dans un deuxième temps, nous verrons comment ces machines sont généralement modélisées dans la littérature, en vue de leur commande.

1.2.1 : Généralités

Commençons par définir une machine électrique polyphasée comme « machine à, au moins, deux courants indépendants ». Cette définition implique d'inclure aussi, au sein de cette famille polyphasée, toutes les machines diphasées et triphasées. Cependant, l'usage veut qu'on réserve plutôt l'expression « machine polyphasée » aux machines à plus de trois courants indépendants ; ceci pour marquer l'opposition de ces machines particulières à l'immense majorité des machines électriques triphasées qu'on rencontre dans l'Industrie. La littérature sur le sujet s'accorde généralement à employer cette « définition d'usage » ; ce que nous ferons également.

1.2.1.1. Développement des machines polyphasées

C'est avec D.C. White [47] que l'on trouve une première modélisation théorique approfondie des machines polyphasées dans un espace de dimension N_{Ph} égal au nombre de phases. Cette modélisation, valable en régime transitoire en utilisant un ensemble de composantes (d, q), était néanmoins opérée sous l'hypothèse du premier harmonique spatial. L'utilisation des machines polyphasées par des commutateurs de courant à thyristors a très rapidement été mise en œuvre pour les applications nécessitant un haut niveau de fiabilité ; seules les machines synchrones à excitation séparée étaient alors adaptées à ces convertisseurs qui absorbent de la puissance réactive. Pour les machines asynchrones et dans une moindre mesure les machines synchrones à aimants permanents, [48] montre à travers un état de l'art sur le développement des machines polyphasées, que l'apparition de ce type de machine alimentée par onduleur de tension date de 1969, avec une étude sur une machine asynchrone 5-phases [49]. Entre cette date et aujourd'hui, le développement de ce type de structure a tout d'abord été très lent, pour seulement commencer à s'accélérer au début de ce siècle. Les progrès de l'électronique de puissance, puis plus récemment, ceux des processeurs de traitement du signal, expliquent en partie l'évolution de la maturité technologique de ce type de solution. Le verrou lié à la puissance de calcul nécessaire à l'implantation pratique de la commande de ces dispositifs peut alors être considéré comme levé. De ce fait, on commence aujourd'hui à noter un intérêt grandissant des communautés scientifique et industrielle à propos de l'augmentation du nombre de phases des machines électriques. Ce phénomène est essentiellement observé pour trois types d'applications spécifiques : la propulsion électrique dans la Marine [50]-[55], l'Aéronautique [56]-[60], et plus récemment l'Automobile [61]-[62], avec les nouvelles technologies de véhicule électriques ou hybrides. On peut en effet assez facilement justifier pour ces types d'applications, qui réclament des performances de plus en plus élevées, sous le poids de contraintes très fortes, que le nombre de phases devienne un véritable paramètre de conception. Les bénéfices que

peut apporter une structure polyphasée par rapport à une structure triphasée équivalente sont variés. Nous proposons de les reprendre ci-après et de les placer dans le contexte de notre étude.

1.2.1.2. Avantages des machines polyphasées pour alterno-démarreur forte puissance

Le choix d'une machine polyphasée pour réaliser l'objectif visé par notre étude n'est pas immédiat. Néanmoins, nous allons montrer ici comment pouvoir motiver ce choix pour le développement d'une nouvelle génération d'alterno-démarreurs de plus forte puissance que la génération triphasée actuelle, en en gardant les avantages. Ensuite, nous rappellerons les points forts généralement cités dans la littérature à propos des machines polyphasées.

Pour garder les avantages de la première génération d'alterno-démarreurs, on s'impose dans un premier temps de garder le même type de machine, à griffes, et le même niveau de tension du bus continu. Ensuite, pour limiter le volume de ce type d'équipement dans la voiture, on s'interdit toute réflexion par homothétie de la structure triphasée actuelle pour en augmenter la puissance. Il faut donc trouver une structure qui, à la fois :

- Permet d'accroitre le couple de démarrage de la machine électrique, dans le même volume, sous le même niveau de tension.
- Permet de supporter les contraintes induites par cette élévation du niveau de couple de démarrage. Or, à volume fixé, cette élévation du niveau de couple doit a priori nécessairement se traduire par une élévation du niveau de puissance électrique extraite sur le bus continu, et donc à niveau de tension inchangé, par une élévation du courant prélevé sur la batterie.

La machine polyphasée permet, dans notre cas, de répondre au besoin formulé par le premier de ces deux points pour la raison suivante : nous allons voir dans la description de la machine polyphasée dont on va faire l'étude, que le type de bobinage utilisé est assez différent des bobinages classiquement utilisés pour ce genre de machines à griffes utilisées dans l'Automobile [46]. L'intérêt majeur de ce genre de bobinage est qu'il permet de réduire la longueur des têtes de bobines au stator. En outre, la méthode utilisée pour le réaliser [14] permet d'augmenter le taux de remplissage des encoches au stator. Ainsi, on arrive, dans un même volume total, à la fois à augmenter la longueur du paquet de tôles qui constitue le stator, et à augmenter le volume de cuivre actif qui compose les enroulements statoriques. On comprend donc pourquoi on peut potentiellement accroitre le couple de la machine sans en augmenter le volume. Néanmoins, ce type de bobinage impose une contrainte puisque la bobine est réalisée autour d'une dent. Pour lever une part de cette contrainte, on peut cependant considérer le nombre de phases comme un paramètre supplémentaire de conception. Cela permet d'accroitre les possibilités quant au nombre d'encoches. On dispose alors de plus de libertés sur l'ouverture angulaire des bobines.

En parallèle, l'élévation du niveau de courants, par l'augmentation de la puissance de la machine sans élévation du niveau de tension, apporte à l'alterno-démarreur de très lourdes contraintes de conception et d'utilisation. Pour la conception, il faut en effet être en mesure de réaliser un système à impédance suffisamment faible pour permettre effectivement de prélever sur le bus continu un courant élevé. Cette question ne nous concerne pas dans ce rapport, mais rien ne semble prouver, a priori, que l'augmentation du nombre de phases soit incompatible avec une diminution de l'impédance vue par la source ; au contraire, vu l'augmentation du volume de cuivre offerte par le nouveau type de bobinage. A propos des

contraintes d'utilisation, l'augmentation du niveau de courant vu par les composants d'électronique de puissance, au niveau de l'onduleur, soulève la question primordiale de la fiabilité de celui-ci. La machine polyphasée permet justement une répartition naturelle de la puissance sur un nombre de phases supérieur à trois. Bien qu'il s'agisse d'une évidence, cette remarque est primordiale. En effet, même si le nombre de bras d'onduleurs augmente avec le nombre de phases, et ainsi le nombre total de connexions électriques pouvant apporter des faiblesses supplémentaires au convertisseur, on évite surtout la mise en parallèle des transistors pour la synthèse des interrupteurs de puissance. On évite ainsi les problèmes de synchronisation lors de la commande des interrupteurs, à l'origine d'une diminution de la fiabilité du convertisseur. En outre, on peut aussi espérer diminuer le calibre en courant des composants, ce qui en diminue le prix.

A propos des autres avantages que peut potentiellement offrir la structure polyphasée, on retrouve les points suivants généralement cités dans la littérature [15]-[19], [48]-[72] :

- Dans le cas triphasé, le couple utile est généralement uniquement lié à l'interaction entre le fondamental des forces électromotrices et le fondamental des courants statoriques. Les interactions entre d'autres harmoniques de fem et de courants étant généralement synonymes de perturbations ou de pertes. On cherche pour cette raison, le plus souvent, à concevoir des machines aux forces électromotrices sinusoïdales. Avec les structures polyphasées, d'autres harmoniques peuvent être utilisés pour la création du couple utile tout en garantissant un faible taux d'ondulation [63]. Nous verrons dans ce mémoire comment revoir les règles classiques de conception fixées par l'étude des machines triphasées, pour exploiter d'autres harmoniques de force électromotrice que le seul fondamental.
- Les machines polyphasées permettent aussi potentiellement la réduction des ondulations de couple (période et amplitude). Ce point apparaît comme un bénéfice important pour notre étude puisqu'il permet potentiellement la réduction du bruit émis par la machine (confort amélioré) [64], et un vieillissement moins rapide de la structure mécanique (fiabilité améliorée). Nous verrons qu'exploiter cette potentialité nécessite un certain nombre de précautions lors de la conception, puis de la commande de la machine.
- Ces machines offrent aussi la possibilité d'un fonctionnement en mode dégradé, en conservant une qualité de couple acceptable (amplitude et ondulations). Cette question de la tolérance aux pannes est importante pour ce genre d'application automobile hybride. En effet, au plus les fonctions électriques seront concaténées au sein d'un même système, au plus il faudra réfléchir à des structures qui assurent une continuité de fonctionnement en cas de panne partielle.

Enfin, pour conclure sur cette partie, retenons qu'il n'est possible de tirer un bénéfice de ces opportunités offertes par les machines polyphasées, qu'à condition de ne pas faire d'erreur de conception et ensuite de réussir à bien les commander.

1.2.1.3. Contraintes et inconvénients liés à l'utilisation des machines polyphasées

Même si les machines polyphasées offrent certains bénéfices par rapport aux structures classiques triphasées, il n'empêche que leur utilisation nécessite certaines précautions particulières. On propose ici de lister les différentes contraintes dont il faut tenir compte pour en tirer un maximum de profits :

- S'il est possible, en prenant l'exemple d'une machine 7-phases, de créer un couple supplémentaire en exploitant les harmoniques de fem 3 et 5 par l'alimentation de la machine avec des courants dont le spectre contient ces harmoniques, il est aussi tout à fait possible de dégrader les performances par un mauvais contrôle de ces mêmes harmoniques (en terme de couple maximal ou d'ondulations de couple) [17]. Donc, bien que nous ayons noté la levée de certaines contraintes de conception de ces machines à plus de trois phases, remarquons dès à présent qu'une part de ces contraintes est reportée sur la commande de la machine. Ainsi, on prend potentiellement plus de risques en alimentant une machine polyphasée par des tensions au spectre riche, comme dans le cas d'une commande pleine onde, qu'en alimentant une machine équivalente triphasée. Ce rapport vise entre autres à expliquer pourquoi.
- Un inconvénient majeur quant-à l'utilisation d'une machine polyphasée est liée au coût de l'ensemble {machine, convertisseur associé}, du fait de l'augmentation du nombre de composants à assembler par rapport à son équivalent triphasé. Un onduleur 7-bras coûte en effet, a priori, plus cher qu'un onduleur 3-bras de même puissance. Cependant, le choix d'un nombre plus élevé de bras d'onduleurs peut aussi être justifié par des raisons de coût dans certains cas particuliers : lorsqu'il est nécessaire dans le cas triphasé d'utiliser plusieurs composants en parallèle pour réaliser l'interrupteur, avec de ce fait une contrainte de surdimensionnement, ou encore lorsque le prix des composants de fort calibre est très important. Il y a donc un compromis à trouver sur cette question.
- Des études statistiques sur la fiabilité des systèmes d'électronique de puissance font généralement apparaître le nombre de connexions électriques comme facteur dominant pour l'apparition d'une panne. Une structure polyphasée apparaît donc par nature, a priori, plus fragile qu'une structure triphasée. Cependant, dans notre cas, nous avons aussi montré que l'architecture polyphasée permettait d'éviter la mise en parallèle des transistors de puissance, ce qui favorise l'aspect fiabilité de l'onduleur. En outre, les machines polyphasées offrent une plus grande tolérance aux pannes grâce à des possibilités de fonctionnement en mode dégradé.
- Enfin, d'une manière générale, on dispose encore à ce jour, dans l'Industrie, mais aussi dans les institutions académiques, de peu d'expérience sur les machines polyphasées. On souligne donc ici l'intérêt de développer, ou tout au moins de continuer le développement d'outils, qui aident l'analyse de ces machines, leur conception, ou encore permettent de systématiser la définition de structures et lois de commandes. Le but à terme serait de considérer le nombre de phases comme un véritable paramètre de conception d'une machine électrique.

1.2.2 : Modélisation des machines synchrones polyphasées

Depuis le début du développement des machines polyphasées, plusieurs voies d'études ont été ouvertes. Les machines multi-étoiles [65]-[69] (comportant plusieurs étoiles triphasées décalées entre elles d'un angle défini) se sont développées du fait de la simplicité de leur commande lorsqu'on les alimente par des commutateurs de courant à thyristors. Il suffit dans ce cas d'utiliser des commandes de machines triphasées en décalant les commandes temporellement d'un retard correspondant au décalage angulaire entre les étoiles. Les premières commandes par onduleurs de tension, qui ont reposé sur le même principe que celui appliqué pour l'utilisation de commutateurs de courant, menèrent à la présence de courants

parasites « inattendus », à l'origine d'échauffements et d'usure prématurée des composants des convertisseurs. Dans [70] on trouve une explication avec une modélisation en régime permanent. La mise en place de filtres spécifiques [71] s'intercalant entre la machine et l'onduleur permet de résoudre le problème. Ce type de solution a été implanté dans certaines applications industrielles de type navire à propulsion électrique. Pour les études en régime transitoire, les premiers travaux relatifs aux alimentations par onduleurs de tension ont cherché naturellement à étendre les transformations de Concordia, obtenues à l'origine en triphasé, au cas multi-étoile, en réalisant alors des concaténations [70]-[72]. Ces extensions ne permettaient cependant pas, en général, un découplage total du couplage magnétique, et des transformations complémentaires devaient être appliquées. Dans le cas des alimentations en tension, les structures multi-étoiles perdent donc de leur simplicité. Néanmoins, lors d'un passage en mode dégradé, la structure double étoiles a l'avantage de ramener le problème au cas connu de la commande d'une machine triphasée [66]. Il suffit en effet, lorsqu'un défaut empêche l'alimentation d'une phase dans une étoile, de ne plus alimenter les autres phases de cette étoile. La puissance de la machine est dans ce cas réduite de moitié, mais on assure la continuité du service, avec la qualité du couple d'une machine triphasée en termes d'ondulations.

D'une façon générale, l'alimentation en tension des machines polyphasées ne permet pas une transposition directe des méthodes de commande développées pour les machines triphasées. Il est nécessaire de reprendre à la base les concepts de transformations, qui permettent de simplifier les commandes en réalisant des découplages. Dans le cas triphasé, on distingue la transformée de Concordia de la transformée de Park. Cette dernière réalise en effet, en plus de la première, une rotation qui vise à obtenir en régime permanent des grandeurs constantes dans un repère (d, q) associé à un unique sous espace plan. Dans le cas polyphasé, on trouvera également une transformation de type Concordia à coefficients constants. Par contre, plusieurs sous espaces plans seront définis, et plusieurs rotations différentes pourront être choisies pour la définition de plusieurs repères (d, q). De ce fait, la variété de transformations peut paraitre plus grande qu'en triphasé. Afin d'obtenir une vue plus synthétique, [15] ne considère que les espaces propres de la matrice inductance : ces espaces sont uniques. Les différentes rotations consistent alors à simplement prendre différentes bases dans ces espaces propres. Cette approche permet d'introduire le concept « multimachine », associé à des espaces propres de dimension 1 et 2 : les transformations deviennent alors un moyen de calcul matriciel, pour le passage de l'espace naturel aux espaces propres ; et inversement. Les travaux qui ont été menés sur le concept multimachine jusqu'à aujourd'hui montrent comment simplifier et systématiser la commande des machines polyphasées [15]-[18]. Ils montrent aussi comment ce concept multimachine permet d'aider à la décision d'éléments de conception.

Nous nous appuierons sur ces travaux pour aborder notre étude. Néanmoins, ceux-ci sont à ce jour limités par des hypothèses de travail restrictives. Cette partie doit servir à présenter le concept multimachine, et à donner les hypothèses sur lesquels sa définition a été établie. Toute la description que nous allons faire ici ne concerne que le cas des machines synchrones, car c'est celui qui nous intéresse. Pour le problème des machines asynchrones, nous renvoyons le lecteur vers [47].

1.2.2.1. Modélisation dans la base naturelle d'une machine synchrone N_{Ph}-phasée

Commençons par une mise en équations classique de la machine synchrone dans la base naturelle $\mathbf{N}^{N_{Ph}}$ (cf. Annexe-A1). Soit une machine synchrone N_{Ph}-phasée (Figure 1). On exprime le flux capté par une phase *l* sous la forme :

$$\psi_{l,S} = \psi_{l,SS} + \psi_{l,SR} \tag{1}$$

Avec :

- $\psi_{l,SS}$ le flux créé exclusivement par les courants statoriques,
- $\psi_{l,SR}$ le flux créé exclusivement par le courant d'excitation au rotor ou/et les aimants rotoriques.

Avec (1), on entend que les matériaux de la structure magnétique ont une loi de comportement linéaire. C'est la première hypothèse formulée pour cette mise en équations qui mène à introduire le concept multimachine.

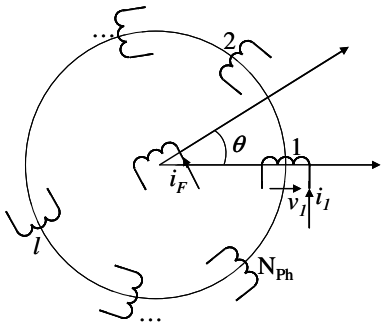


Figure 1 : *Schéma de principe d'une machine synchrone polyphasée à excitation séparée*

Considérant maintenant les N_{Ph} phases de la machine, on déduit de (1), l'équation générale des flux sous la forme vectorielle suivante :

$$\vec{\psi}_S^{N_{Ph}} = \vec{\psi}_{SS}^{N_{Ph}} + \vec{\psi}_{SR}^{N_{Ph}} \tag{2}$$

On exprime ensuite la tension aux bornes d'une phase *l* sous la forme :

$$v_{l,S} = \mathrm{R_S}\, i_{l,S} + \frac{d\psi_{l,S}}{dt} = \mathrm{R_S}\, i_{n,S} + \frac{d}{dt}\psi_{l,SS} + \frac{d}{dt}\psi_{l,SR} \tag{3}$$

Avec $\mathrm{R_S}$ la résistance de phase statorique, qu'on suppose égale pour toutes les phases.

Considérant maintenant les N_{Ph} phases de la machine, on déduit de (3) l'équation générale des tensions sous la forme vectorielle suivante :

$$\vec{v}_S^{N_{Ph}} = \mathrm{R_S}\, \vec{i}_S^{N_{Ph}} + \left[\frac{d\vec{\psi}_S^{N_{Ph}}}{dt}\right]_{/\Re_S} = \mathrm{R_S}\, \vec{i}_S^{N_{Ph}} + \left[\frac{d\vec{\psi}_{SS}^{N_{Ph}}}{dt}\right]_{/\Re_S} + \left[\frac{d\vec{\psi}_{SR}^{N_{Ph}}}{dt}\right]_{/\Re_S} \tag{4}$$

On précise dans (4) le repère dans lequel s'effectuent les dérivées ; Ici, le repère statorique $\Re_S$ (cf. Annexe-A1).

On cherche maintenant à décrire comment les courants de phases et d'excitation agissent sur la création du vecteur flux statorique $\vec{\psi}_{SS}^{N}$. C'est la notion d'inductance qui sert à décrire ces lois de comportement qui lient courants et flux statoriques. En fonction de la précision du modèle que nous cherchons à obtenir, il est possible de proposer plusieurs écritures plus ou moins complexes des termes inductifs [73]. Une partie du second chapitre de ce mémoire portera sur l'incidence des hypothèses du modèle sur la forme des paramètres inductifs des modèles de la machine synchrone polyphasée.

Recherchons pour l'instant une écriture générale pour les inductances statoriques, qui permette de tenir compte de :

- l'effet de mutuelles entre les phases,
- l'incidence de la position du rotor sur la réluctance du circuit magnétique,
- l'effet de saturation des matériaux magnétiques dû aux courants des phases statoriques,
- l'effet de saturation des matériaux magnétiques dû au courant d'excitation rotorique.

Ce type de représentation n'est pas facile à proposer de façon stricte et rigoureuse, d'un point de vue physique, dans la mesure où l'on a commencé la mise en équations générale du problème (1) par l'hypothèse selon laquelle les matériaux magnétiques sont caractérisés par une loi de comportement linéaire. Cependant, dans ce chapitre, qui traite de l'état de l'art sur l'étude des machines polyphasées, on pourrait en principe se restreindre strictement au cas linéaire, puisque c'est le seul cas qui a jusqu'ici été traité dans la littérature. Néanmoins, nous verrons que le cas que nous allons étudier s'éloigne de cette hypothèse. Nous recherchons donc dès maintenant une écriture qui puisse préparer les mises en équations que nous mènerons dès le deuxième chapitre. Dans ces conditions, on choisit d'écrire la relation entre le vecteur courant $\vec{i}_S^{N_{Ph}}$ et le vecteur flux $\vec{\psi}_{SS}^{N_{Ph}}$, sous une forme qui permet de la considérer comme une application non linéaire de $E^{N_{Ph}}$ (cf. Annexe-A1). On décrit donc la matrice d'inductances statoriques $[\mathrm{L_{SS}}(\theta, i_F, \vec{i}_S^{N_{Ph}})]$ de la façon suivante :

$$\begin{pmatrix} \mathrm{M}_{1,1}(\theta,i_F,\vec{i}_S^{N_{Ph}}) & \mathrm{M}_{1,2}(\theta,i_F,\vec{i}_S^{N_{Ph}}) & \dots & \mathrm{M}_{1,m}(\theta,i_F,\vec{i}_S^{N_{Ph}}) & \dots & \mathrm{M}_{1,N_{Ph}}(\theta,i_F,\vec{i}_S^{N_{Ph}}) \\ \mathrm{M}_{2,1}(\theta,i_F,\vec{i}_S^{N_{Ph}}) & \mathrm{M}_{2,2}(\theta,i_F,\vec{i}_S^{N_{Ph}}) & \dots & \cdots & \dots & \cdots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \mathrm{M}_{l,m}(\theta,i_F,\vec{i}_S^{N_{Ph}}) & \cdots & \dots & \mathrm{M}_{l,l}(\theta,i_F,\vec{i}_S^{N_{Ph}}) & \dots & \mathrm{M}_{l,N_{Ph}}(\theta,i_F,\vec{i}_S^{N_{Ph}}) \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \mathrm{M}_{N_{Ph},1}(\theta,i_F,\vec{i}_S^{N_{Ph}}) & \cdots & \dots & \mathrm{M}_{N_{Ph},m}(\theta,i_F,\vec{i}_S^{N_{Ph}}) & \dots & \mathrm{M}_{N_{Ph},N_{Ph}}(\theta,i_F,\vec{i}_S^{N_{Ph}}) \end{pmatrix}_{\mathbf{N}^{\mathrm{NPh}}} \quad \textbf{(5)}$$

Dans la matrice (5), on fait apparaître chaque terme dépendant, à la fois de la position du rotor et de l'état magnétique de la machine, lui-même fonction du courant d'excitation et des courants de phases. Cette matrice fait apparaître les nombreux couplages entre les relations électriques de phases, ce qui pose des difficultés importantes pour la commande.

La définition de la matrice $[\mathrm{L_{SS}}(\theta, i_F, \vec{i}_S^{N_{Ph}})]$ permet de réécrire l'équation des tensions sous la forme :

$$\vec{v}_S^{N_{Ph}} = \mathrm{R_S}\,\vec{i}_S^{N_{Ph}} + \left[\frac{d\vec{\psi}_S^{N_{Ph}}}{dt}\right]_{/\Re_S} = \mathrm{R_S}\,\vec{i}_S^{N_{Ph}} + \frac{d}{dt}\left([\mathrm{L_{SS}}(\theta, i_F, \vec{i}_S^{N_{Ph}})]\,\vec{i}_S^{N_{Ph}}\right)_{/\Re_S} + \left[\frac{d\vec{\psi}_{SR}^{N_{Ph}}}{dt}\right]_{/\Re_S} \quad \textbf{(6)}$$

Dans (6), le flux créé par le rotor et capté par les phases statoriques ($\vec{\psi}_{SR}^{N_{Ph}}$) dépend de la position instantanée du rotor θ. On peut donc réécrire l'équation en faisant intervenir la vitesse de rotation de la machine (cf. Annexe-A1 : (A1-5)) et en exprimant les variations du vecteur $\vec{\psi}_{SR}^{N_{Ph}}$ en fonction de la position instantanée du rotor :

$$\vec{v}_S^{N_{Ph}} = \mathrm{R_S}\,\vec{i}_S^{N_{Ph}} + \left[\frac{d\vec{\psi}_S^{N_{Ph}}}{dt}\right]_{/\Re_S} = \mathrm{R_S}\,\vec{i}_S^{N_{Ph}} + \frac{d}{dt}\left([\mathrm{L_{SS}}(\theta, i_F, \vec{i}_S^{N_{Ph}})]\,\vec{i}_S^{N_{Ph}}\right)_{/\Re_S} + \Omega\left[\frac{d\vec{\psi}_{SR}^{N_{Ph}}}{d\theta}\right]_{/\Re_S} \quad \textbf{(7)}$$

Cette relation permet de faire apparaître le vecteur « force électromotrice[6] » $\vec{e}_S^{N_{Ph}}(i_F, \vec{i}_S^{N_{Ph}})$, égal à la grandeur $\Omega\left(d\vec{\psi}_{SR}^{N_{Ph}} / d\theta\right)$. A noter que $\vec{\psi}_{SR}^{N_{Ph}}$ dépend du courant d'excitation i_F et des courants de phases statoriques $\vec{i}_S^{N_{Ph}}$. En effet, même si on se limite parfois à l'approximation selon laquelle $\vec{\psi}_{SR}^{N_{Ph}}$ est une fonction linéaire de l'amplitude de i_F, dans notre cas, on rappelle qu'on a choisi un modèle de représentation qui permet de prendre en compte l'incidence de l'état magnétique du système sur les lois de comportement liant les courants à $\vec{\psi}_{SR}^{N_{Ph}}$; or, l'état magnétique du système est lui-même fonction non linéaire[7] des courants i_F et $\vec{i}_S^{N_{Ph}}$. Ainsi, on notera que la valeur du courant d'excitation ou des courants statoriques entraînent une modification de l'amplitude et du contenu spectral de $\vec{\psi}_{SR}^{N_{Ph}}$, et donc également de $\vec{e}_S^{N_{Ph}}(i_F, \vec{i}_S^{N_{Ph}})$.

Enfin, on définit également un autre vecteur, qu'on appelle « vecteur force électromotrice élémentaire ». Celui-ci représente la fem créée pour une vitesse de rotation $\Omega = 1\ rad.s^{-1}$, notée $\vec{\varepsilon}_S^{N_{Ph}}(i_F, \vec{i}_S^{N_{Ph}})$ et défini par la relation :

$$\vec{\varepsilon}_S^{N_{Ph}}(i_F, \vec{i}_S^{N_{Ph}}) = \frac{d\vec{\psi}_{SR}^{N_{Ph}}}{d\theta} = \frac{1}{\Omega}\vec{e}_S^{N_{Ph}}(i_F, \vec{i}_S^{N_{Ph}}) \quad \textbf{(8)}$$

On réécrit alors l'équation des tensions sous la forme vectorielle suivante :

$$\vec{v}_S^{N_{Ph}} = \mathrm{R_S}\,\vec{i}_S^{N_{Ph}} + \left[\frac{d\vec{\psi}_S^{N_{Ph}}}{dt}\right]_{/\Re_S} = \mathrm{R_S}\,\vec{i}_S^{N_{Ph}} + \frac{d}{dt}\left([\mathrm{L_{SS}}(\theta, i_F, \vec{i}_S^{N_{Ph}})]\,\vec{i}_S^{N_{Ph}}\right)_{/\Re_S} + \Omega\,\vec{\varepsilon}_S^{N_{Ph}}(i_F, \vec{i}_S^{N_{Ph}}) \quad \textbf{(9)}$$

Enfin, profitons de l'écriture vectorielle de l'équation des tensions (9) pour proposer un calcul rapide de l'expression du couple électromagnétique. La puissance instantanée *p(t)* de la machine est obtenue par simple produit scalaire entre les vecteurs tension et courant (en négligeant la puissance consommée par le circuit d'excitation) :

$$p(t) = \vec{v}_S^{N_{Ph}}.\vec{i}_S^{N_{Ph}} \quad \textbf{(10)}$$

En remplaçant le vecteur $\vec{v}_S^{N_{Ph}}$ par son expression (9), peut exprimer la puissance *p(t)* comme la somme de trois termes :

[6] Dans la suite du rapport, nous utiliserons l'abréviation « fem » pour désigner le terme « force électromotrice ».
[7] Dû à la non linéarité de la loi de comportement des matériaux ferromagnétiques.

$$p(t) = p_J(t) + p_w(t) + p_m(t) \quad \textbf{(11)}$$

Avec :

- Les pertes par effet Joule : $p_J = \mathrm{R_S}\left(\vec{i}_S^{N_{Ph}}\right)^2$
- La puissance magnétique : $p_w = \left[\frac{d\vec{i}_S^{N_{Ph}}}{dt}\right]_{/\mathbf{R_S}} [\mathrm{L_{SS}}(\theta, i_F, \vec{i}_S^{N_{Ph}})].\vec{i}_S^{N_{Ph}}$
- La puissance électromécanique : $p_{em} = \Omega\left(\vec{\varepsilon}_S^{N_{Ph}}(i_F, \vec{i}_S^{N_{Ph}}).\vec{i}_S^{N_{Ph}} + \left[\frac{d[\mathrm{L_{SS}}(\theta, i_F, \vec{i}_S^{N_{Ph}})]}{d\theta}\right]_{/\mathbf{R_S}} \left(\vec{i}_S^{N_{Ph}}\right)^2\right)$

Ce dernier terme permet d'exprimer le couple électromagnétique par :

$$T_{em} = \frac{p_{em}}{\Omega} = \vec{\varepsilon}_S^{N_{Ph}}(i_F, \vec{i}_S^{N_{Ph}}).\vec{i}_S^{N_{Ph}} + \left[\frac{d[\mathrm{L_{SS}}(\theta, i_F, \vec{i}_S^{N_{Ph}})]}{d\theta}\right]_{/\mathbf{R_S}} \left(\vec{i}_S^{N_{Ph}}\right)^2 \quad \textbf{(12)}$$

En négligeant les effets de réluctance variable sur l'expression du couple, on a :

$$T_{em} = \vec{\varepsilon}_S^{N_{Ph}}(i_F, \vec{i}_S^{N_{Ph}}).\vec{i}_S^{N_{Ph}} \quad \textbf{(13)}$$

A noter que le vecteur $\vec{\varepsilon}_S^{N_{Ph}}$ dépend de la conception de la machine (géométrie, répartition des bobinages, etc..) et le vecteur $\vec{i}_S^{N_{Ph}}$ dépend de la façon dont on alimente la machine.

Pour terminer cette modélisation dans la base naturelle de la machine, on propose une représentation de la chaine énergétique telle qu'elle a été décrite par le jeu d'équations (1) à (13), en utilisant le formalisme REM (Figure 2). Ce formalisme a été développé par le laboratoire L2EP [74]-[76]. Il permet de représenter d'une manière synthétique les systèmes de conversion complexes, et en particulier les systèmes multimachine (SMM) pour lesquels il a été développé à l'origine [77]. La REM offre en outre une aide à la définition systématique de lois de commande pour ces systèmes [78]-[80]. La démarche complète pour parvenir à cette représentation est explicitée avec l'annexe-A2. Celle-ci utilise l'exemple d'une machine synchrone 7-phases, mais la représentation dans la base naturelle est identique quelque soit le nombre de phases (la seule différence entre deux machines au nombre de phases différent concerne la dimension des vecteurs $\vec{v}_S^{N_{Ph}}$, $\vec{i}_S^{N_{Ph}}$ et $\vec{m}_{ond}^{N_{ond}}$). Nous comprendrons l'intérêt d'utiliser ce formalisme lorsque nous changerons d'espace de travail, pour la commande.

Avec cette représentation, on prend en compte que le flux d'excitation est à l'origine d'un circuit d'excitation. Ce dernier est alimenté par un hacheur connecté en parallèle avec l'onduleur polyphasé. La source électrique (SE) délivre la tension du bus continu v_{DC}. Nous n'avons pas développé dans cette partie les équations qui modélisent le comportement du hacheur d'excitation et de l'onduleur. Néanmoins, on observera sur ces blocs de conversion d'énergie les deux entrées de réglage (flèches rouge ; cf. Annexe-A2). La commande de la machine consiste à trouver la bonne forme à donner à ces entrées de réglage pour obtenir les formes désirées de la grandeur qu'on souhaite maitriser (ex : le couple). La question devient donc dans le cas idéal : « Comment y arriver facilement, de façon systématique, sans utiliser d'organes de commande trop complexes (et donc trop coûteux) ? ». Une première grande difficulté à

surmonter pour répondre à cette question provient des nombreux couplages entre les relations électriques qu'on vient de faire apparaître par la modélisation dans la base naturelle de la machine.

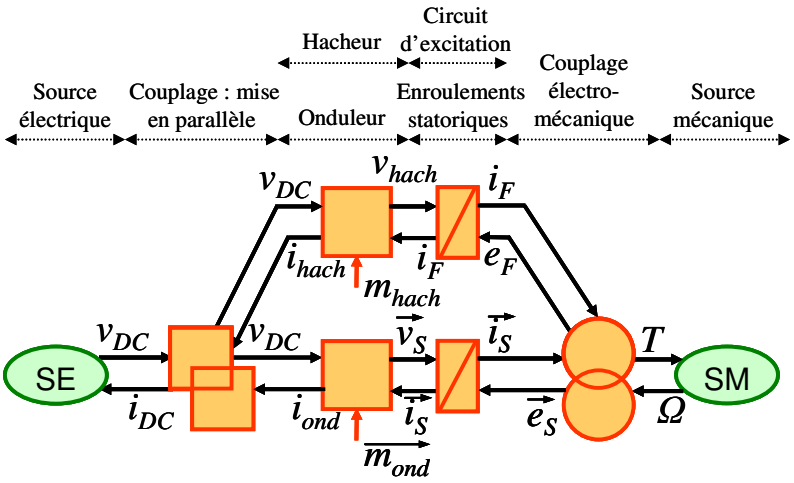


Figure 2 : *Représentation dans la base naturelle de la machine synchrone polyphasée à excitation séparée, par le formalisme REM*

1.2.2.2. Changement d'espace de travail pour la commande : concept multimachine

Généralement, on connaît assez bien les difficultés liées à la commande des machines triphasées en régime dynamique. Nous venons de mentionner celles liées aux couplages entre les relations électriques, lorsqu'elles sont exprimées dans la base naturelle. Au vu de la forme de la matrice des inductances statoriques (5), on comprend l'origine de ces couplages, et on admet qu'ils sont d'autant plus difficiles à traiter que le nombre de phases est élevé. On connaît une solution pour simplifier la commande d'une machine triphasée, qui consiste à découpler le jeu d'équations en utilisant la transformation de Concordia. Ce découplage est obtenu par le calcul des inductances cycliques de la machine (valeurs propres de la matrice des inductances). Le problème, initialement à trois dimensions, est alors projeté dans deux sous-espaces propres indépendants, l'un à deux dimensions, et l'autre à une dimension (ce dernier associé à la composante homopolaire). On oublie parfois les propriétés liées à la transformation de Concordia et cette notion de sous espaces. Ceci n'a pas véritablement d'incidence dans le cas triphasé, surtout si on traite le problème d'une machine aux fem purement sinusoïdales.

Avec une machine polyphasée, on peut reprendre cette même approche, utilisée pour la commande des machines triphasées. On utilise alors ce qu'on appellera la « transformation de Concordia généralisée » (à plus de trois phases) [15]. Cette transformation mathématique permet, de la même façon que dans le cas triphasé, de découpler le problème grâce à la diagonalisation de la matrice des inductances. Cependant, dans le cas des machines à plus de trois phases, la notion de projection du problème initialement défini dans la base naturelle, vers des sous espaces propres à une ou deux dimensions est essentielle. En effet, si la matrice de Concordia généralisée est en général obtenue lors de la diagonalisation de la matrice des inductances d'une machine N_{Ph}-phasée à pôles lisses régulièrement construite [15], la justification de son intérêt est en fait plus fondamentale. L'application de la matrice de Concordia à un vecteur périodique permet de réaliser une décomposition de ce vecteur sur des espaces orthogonaux avec la propriété

essentielle d'une répartition des harmoniques, « par familles », du vecteur initial sur les différents sous-espaces définis par la matrice de Concordia. Ainsi, même si par construction, on réussit à fabriquer une machine caractérisée par une matrice des inductances déjà diagonale dans la base naturelle, il est quand même intéressant de travailler dans les sous-espaces de Concordia. Ceci permet en effet de bénéficier de cette répartition harmonique qui facilite la commande. En fait, c'est le caractère cyclique même d'une machine rotative que traduit la matrice de Concordia.

Ces notions mathématiques, qui font appel à une bonne connaissance théorique liées au calcul vectoriel, sont assez peu utilisées par l'électrotechnicien. Le concept multimachine, associé à la REM, sont deux outils qui permettent de mieux comprendre ces notions. Le premier permet la définition de ce qu'on appellera des « machines fictives », associée aux sous espaces monophasé ou diphasés définis par la transformation de Concordia. Le second, à travers le formalisme graphique sur lequel il repose, offre une vision synthétique de la nouvelle chaine énergétique, une fois projetée dans les nouveaux sous-espaces mathématiques. La représentation ainsi obtenue permet de faciliter l'analyse des phénomènes, mais aussi de déduire de façon systématique une structure de commande pour une machine électrique alternative, quelque soit son nombre de phases.

Pour illustrer ces propos et aussi continuer la présentation du concept multimachine, on reprend les travaux de [17] et [18]. [17] traite de la modélisation et de la commande d'une machine synchrone heptaphasée à flux axial. [18] focalise l'étude sur une machine synchrone pentaphasée. Des formulations plus générales du concept sont disponibles [15]-[18]. Puisque nous allons par la suite étudier un alterno-démarreur heptaphasé, on reprend ci-dessous des résultats extraits de [17]. Les deux hypothèses principales formulées pour cette étude sont : la linéarité de la loi constitutive des matériaux magnétiques et l'absence d'effets de saillance des pôles magnétique. La première hypothèse permet d'inscrire parfaitement cette étude dans le cadre fixé lors de la mise en équations (2) à (12). La deuxième hypothèse permet de définir une matrice de Concordia à coefficients constants qui diagonalise parfaitement la matrice des inductances statoriques. Dans le cas de la machine heptaphasée, cette matrice de Concordia s'écrit :

$$[C_7]=\sqrt{\frac{2}{7}}\begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(0) & \sin(0) & \cos(0) & \sin(0) & \cos(0) & \sin(0) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos\left(\frac{2\pi}{7}\right) & \sin\left(\frac{2\pi}{7}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{7}\right) & \sin\left(\frac{4\pi}{7}\right) & \cos\left(\frac{6\pi}{7}\right) & \sin\left(\frac{6\pi}{7}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos\left(\frac{4\pi}{7}\right) & \sin\left(\frac{4\pi}{7}\right) & \cos\left(\frac{8\pi}{7}\right) & \sin\left(\frac{8\pi}{7}\right) & \cos\left(\frac{12\pi}{7}\right) & \sin\left(\frac{12\pi}{7}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos\left(\frac{6\pi}{7}\right) & \sin\left(\frac{6\pi}{7}\right) & \cos\left(\frac{12\pi}{7}\right) & \sin\left(\frac{12\pi}{7}\right) & \cos\left(\frac{18\pi}{7}\right) & \sin\left(\frac{18\pi}{7}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos\left(\frac{8\pi}{7}\right) & \sin\left(\frac{8\pi}{7}\right) & \cos\left(\frac{16\pi}{7}\right) & \sin\left(\frac{16\pi}{7}\right) & \cos\left(\frac{24\pi}{7}\right) & \sin\left(\frac{24\pi}{7}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos\left(\frac{10\pi}{7}\right) & \sin\left(\frac{10\pi}{7}\right) & \cos\left(\frac{20\pi}{7}\right) & \sin\left(\frac{20\pi}{7}\right) & \cos\left(\frac{30\pi}{7}\right) & \sin\left(\frac{30\pi}{7}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos\left(\frac{12\pi}{7}\right) & \sin\left(\frac{12\pi}{7}\right) & \cos\left(\frac{24\pi}{7}\right) & \sin\left(\frac{24\pi}{7}\right) & \cos\left(\frac{36\pi}{7}\right) & \sin\left(\frac{36\pi}{7}\right) \end{bmatrix} \quad \textbf{(14)}$$

Une fois définie la matrice de Concordia généralisée, chaque grandeur vectorielle ou matricielle écrite dans la base naturelle (vecteur des tensions $\vec{v}_S^{N_{Ph}}$, courants $\vec{i}_S^{N_{Ph}}$, fem $\vec{e}_S^{N_{Ph}}$, flux $\vec{\psi}_S^{N_{Ph}}$, matrice des

inductances $[L_{SS}(\theta, i_F, \vec{i}_S^{N_{Ph}})]$, etc…) peut donc être projetée dans de nouvelles bases associées à des sous espaces monophasés ou diphasés. On associera ensuite à ces sous espaces la notion de « machines fictives ». On notera ces machines : « M0 », pour une éventuelle machine fictive dite « homopolaire », « M1 », pour machine fictive principale, « M2 » pour machine fictive secondaire, etc… M0 est associée à un sous espace de dimension 1, et n'apparaît que pour les machines à nombre de phases impair. Les autres machines fictives sont associées à des sous espaces à deux dimensions. Ces deux dimensions correspondent à deux « axes », généralement notés α et β, ou d et q, selon qu'on travaille dans les repères de Concordia ou de Park. Pour revenir à la base naturelle d'origine, il suffit d'utiliser la matrice inverse de Concordia. En prenant l'exemple du vecteur courant $\vec{i}_S^{N_{Ph}}$, on écrira :

$$\begin{bmatrix} i_{M0} \\ i_{M1\alpha} \\ i_{M1\beta} \\ i_{M2\alpha} \\ i_{M2\beta} \\ i_{M3\alpha} \\ i_{M3\beta} \end{bmatrix} = [C_7]^{-1} \begin{bmatrix} i_{S1} \\ i_{S2} \\ i_{S3} \\ i_{S4} \\ i_{S5} \\ i_{S6} \\ i_{S7} \end{bmatrix} \quad \textbf{(15)}$$

Dans (15), on appellera i_{M0} le courant homopolaire, dans un sous espace qu'on appellera « S0 ». Ce courant est toujours nul lorsqu'on couple la machine électriquement en étoile, comme c'est le cas pour l'exemple présenté ici. Ensuite, dans le cas présent, les courants sont regroupés par paires, dans des sous espaces « S1 », « S2 » et « S3 » : $i_{M1\,\alpha}$ avec $i_{M1\,\beta}$, $i_{M2\,\alpha}$ avec $i_{M2\,\beta}$ et $i_{M3\,\alpha}$ avec $i_{M3\,\beta}$.

Pour une machine à trois phases, seuls les deux sous espaces S0 et S1 sont définis. S0 est généralement négligé lorsque la machine est couplée électriquement. Dans le cas d'un couplage triangle, la tension homopolaire est nulle. Dans ce dernier cas, en l'absence de force électromotrice homopolaire, le courant homopolaire est nul également. De ce fait, on ramène donc le problème initial de dimension 3 à un problème découplé de dimension 2, suivant les axes α et β. C'est un exercice académique bien connu. Pour la machine à cinq phases, le sous espace S2 auquel la machine fictive M2 est associée apparaît. Pour une machine à sept phases, il y a donc trois sous espaces, puis quatre sous espaces pour une machine à neuf phases, etc…

Nous avons vu avec (15) l'exemple de la projection d'un vecteur dans les nouvelles bases associées aux sous espaces de Concordia. Regardons maintenant la projection de la matrice des inductances $[L_{SS}(\theta, i_F, \vec{i}_S^{N_{Ph}})]$. Puisque cette partie s'appuie sur les travaux précédemment menés au laboratoire, on ne peut traiter à ce stade que la projection de la matrice dont les termes sont indépendants de la position, et donc uniquement le cas de $[L_{SS}(i_F, \vec{i}_S^{N_{Ph}})]$:

$$\begin{bmatrix} L_0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_{M1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_{M1} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_{M2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L_{M2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & L_{M3} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & L_{M3} \end{bmatrix} = [C_7][L_{SS}(i_F, \vec{i}_S^{N_{Ph}})][C_7]^{-1} \quad \textbf{(16)}$$

Avec (16), le problème initialement fortement couplé (5) est maintenant défini par un jeu de sept équations indépendantes.

Au-delà de la diagonalisation de la matrice inductance que permet Concordia, nous avons mentionné la distribution harmonique, « par familles », que réalisait cette transformation. Cette notion est essentielle. Elle va justifier la notion de machines fictives associées aux sous espaces orthogonaux. Continuons donc, grâce à l'exemple de la machine 7-phases repris de [17], à illustrer nos propos. Pour cette machine, on a défini 4 sous espaces propres indépendants S0, S1, S2, S3, associés aux machines fictives M0, M1, M2, M3. Chaque grandeur périodique (électrique ou spatiale), caractérisée par un spectre harmonique, sera projetée dans les sous espaces propres de la façon indiquée par le Tableau 1. Considérons par exemple la projection du vecteur courants $\vec{i}_S^{N_{Ph}}$ de la machine heptaphasée. A supposer que ce vecteur soit caractérisé par un spectre harmonique très riche, alors on aura : la composante continue projetée dans le sous espace S0, associé à la machine homopolaire. Le fondamental du courant projeté dans le sous espace S1, associé à la machine M1. L'harmonique de rang 2 projeté dans S2, associé à M2, etc… Cette distribution est valable pour le courant, mais elle est aussi valable pour les tensions, fem, … Cette projection par familles d'harmoniques a beaucoup de conséquences, dont il faut tirer un maximum de bénéfices, lors de la conception de la machine, puis lors de sa commande.

Discutons par exemple d'une conséquence sur le couple de la machine. En négligeant les effets de réluctance variable sur le couple (13), on écrit le couple, à vitesse de rotation donnée, comme le produit scalaire de la fem par le vecteur courant. Ce modèle, valable dans la base naturelle de la machine, l'est aussi dans les bases associées aux machines fictives. On peut donc en déduire que le couple total de la machine est la somme de plusieurs couples, produits par les machines fictives. Vu la répartition harmonique donnée par le Tableau 1 et le modèle du couple donné par (13), on peut en déduire que l'optimisation de la valeur maximale du couple sera faite si on tire partie de l'action de l'ensemble des machines fictives. Dans le cas de la machine 7-phases couplée en étoile, on peut donc potentiellement créer du couple en alimentant les machines par un vecteur courant au spectre très riche, qui alimente les trois machines M1, M2 et M3. A l'inverse, si on détecte qu'une des machines est à l'origine d'effets gênants (pulsations de couple, bruit, …), on peut facilement décider de couper les flux énergétiques liés à cette machine fictives en alimentant les phases de la machine « réelle » (dans sa base naturelle) par un spectre en courants qui ne contient pas les harmoniques associés à cette machine fictive. Beaucoup de discussions peuvent alors être menées pour optimiser la façon d'utiliser ces machines fictives. On montre ainsi l'intérêt de ce genre d'outils pour la conception et la commande des machines, face à la seule réflexion dans la base naturelle de la machine.

Nombre de phases	S0 : machine homopolaire M0	S1 : machine principale M1	S2 : machine secondaire M2	S3 : machine tertiaire M3
3	0, 3, 6, 9, …	1, 2, 4, 5, 7, 8, …	X	X
5	0, 5, 10, …	1, 4, 6, 9, 11, …	2, 3, 7, 8, …	X
7	0, 7, 14, …	1, 6, 8, 13, 15, …	2, 5, 9, 12, 16, …	3, 4, 10, 11, 17, …

Tableau 1 : *distribution harmonique, par sous espaces propres associés aux machines fictives, selon le nombre de phases de la machine*

1.2.2.3. Concept multimachine et Représentation Énergétique Macroscopique

Les travaux précédents menés au laboratoire sur la thématique « polyphasé » [15]-[18] montrent l'intérêt d'associer le concept multimachine au formalisme REM. Nous en rappelons les raisons ici.

La Figure 3 est reprise de [17]. Cet exemple correspond au cas d'une machine synchrone 7-phases à aimants permanents couplée en étoile. Avec la Figure 3, on représente avec la REM le système à contrôler, une fois que le problème a été projeté dans l'espace de Concordia généralisé. Ainsi, on peut observer avec ce modèle que :

- Il apparait trois machines fictives à contrôler : M1, M2 et M3. La machine homopolaire M0 n'existe pas. Elle peut être négligée du fait du couplage électrique en étoile.
- Deux types de couplage apparaissent entre les trois machines fictives :
    - L'un électrique, qui symbolise la transformation de Concordia généralisée. Ainsi, on traduit la décomposition du vecteur tension $\vec{v}_S^7$, exprimé dans la base naturelle, en une somme de trois vecteurs à deux dimensions $\vec{v}_{M1}^2$, $\vec{v}_{M2}^2$ et $\vec{v}_{M3}^2$. Pour éviter la confusion dans les notations, on choisit de ne plus indiquer par la suite la dimension de ces vecteurs en exposant. La réaction associée au vecteur $\vec{v}_S$ est le vecteur des courants $\vec{i}_S$.
    - L'autre couplage est mécanique. D'une part, il traduit que le couple total sur l'arbre T est la somme des trois couples créés par les trois machines fictives. D'autre part, que la vitesse de rotation est la même pour les trois machines fictives. $T = T_{M1}+T_{M2}+T_{M3}$; Ω *commun*.
- Les flux d'énergie qui transitent par les trois machines fictives sont maintenant clairement représentés grâce au formalisme REM, puisque chaque variable d'action est représentée avec sa variable de réaction associée (cf. Annexe-A2). Le produit de ces deux variables donne la puissance. Ainsi, on comprend bien que la puissance totale de la machine provient de l'action cumulée des trois machines fictives. Pour travailler sur l'optimisation des flux d'énergie, il faut donc travailler dans les trois sous espaces associés aux trois machines fictives, en respectant la distribution par familles d'harmoniques donnée par le Tableau 1.
- Par rapport à la Figure 2, les blocs REM correspondant au circuit d'excitation n'apparaissent pas. En effet, pour les travaux repris de [17], le flux d'excitation est donné uniquement par des aimants permanents.

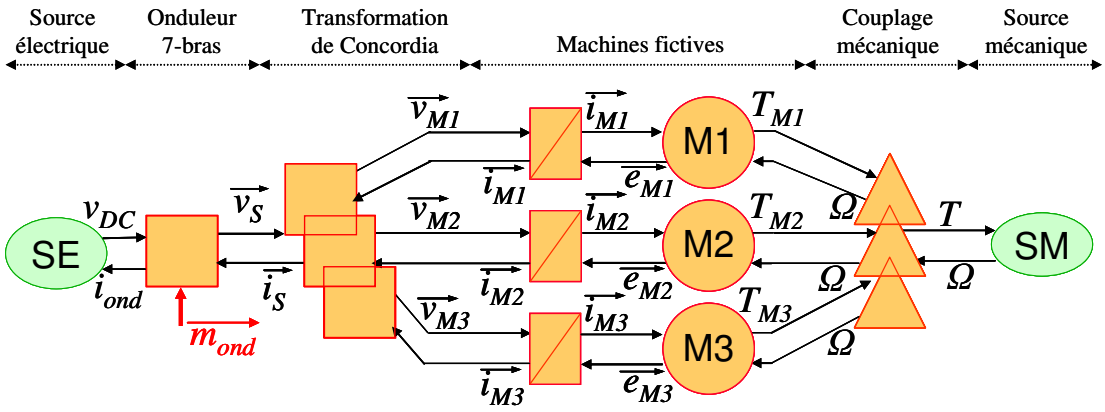


Figure 3 : *Représentation REM de la machine synchrone 7-phases couplée en étoile, dans le référentiel de Concordia généralisé*

1.2.2.4. Structuration de la commande par inversion de la chaine énergétique en utilisant le formalisme REM

Le formalisme REM présente un autre intérêt pour notre étude : celui de systématiser la définition des structures de commande par inversion de la chaine énergétique [78]-[80]. Cette inversion est grandement facilitée depuis que le problème électrique a été découplé par la transformation de Concordia. Nous verrons plus loin dans ce rapport que la décomposition en machines fictives facilite la définition de stratégies pour utiliser au mieux la structure de commande que nous définirons (pour trouver la forme du vecteur $\vec{k}$ sur la Figure 4) [80]. Dans le cas de la machine 7-phases couplée en étoile, reprise de [17], la structure de commande obtenue par inversion de la chaine énergétique de la Figure 3 est donnée par la Figure 4.

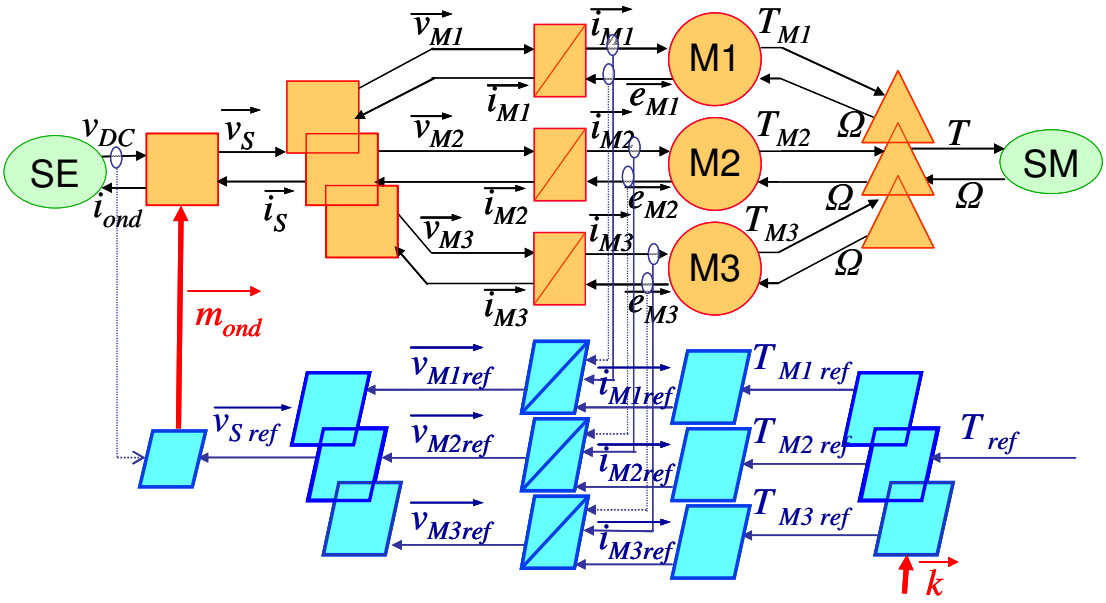


Figure 4 : *Structure maximale de commande de la machine synchrone 7-phases couplée en étoile par inversion de la chaine énergétique ; exemple d'une commande en couple*

1.2.2.5. Limite des modèles actuels

Les limites des modèles que nous venons de décrire sont données par les hypothèses sur lesquelles ils reposent. On rappelle ces hypothèses :

- La loi constitutive des matériaux magnétiques qui composent la structure de la machine est supposée linéaire. Cette hypothèse donne le point de départ de la mise en équations de la machine polyphasée (1).
- Les pôles magnétiques de la machine sont supposés lisses. Ceci garantit la circularité de la matrice des inductances définie dans la base naturelle de la machine. Cette matrice peut alors être parfaitement découplée par la transformation de Concordia, définie par une matrice à coefficients constants.

Avec la prochaine partie de ce premier chapitre, nous allons décrire la machine que nous voulons étudier. Ainsi, nous verrons que son fonctionnement s'éloigne de ces hypothèses.

1.3. Système alterno-démarreur polyphasé forte puissance

Revenons à l'objectif du nouveau système alterno-démarreur que nous allons étudier : transposer le système actuel triphasé à des gammes de puissance plus élevées, pour le démarrage de véhicules de forte cylindrée. Vu cet objectif, vu les contraintes évoquées, et vu les avantages potentiels que peut offrir une architecture polyphasée, le choix de Valeo s'est porté sur ce type de structure. Dans cette partie, nous présentons la nouvelle génération d'alterno-démarreur polyphasé sur lequel nous allons travailler dans la suite de ce mémoire.

L'ensemble est constitué d'une machine synchrone à griffes sept phases, à excitation séparée, couplée en étoile. Les enroulements statoriques sont alimentés par un onduleur de tension sept bras et le circuit d'excitation par un hacheur. Le niveau de tension du bus continu est fixé par une batterie classique au plomb de 12 V. La Figure 5 propose un schéma structurel de l'ensemble sept phases.

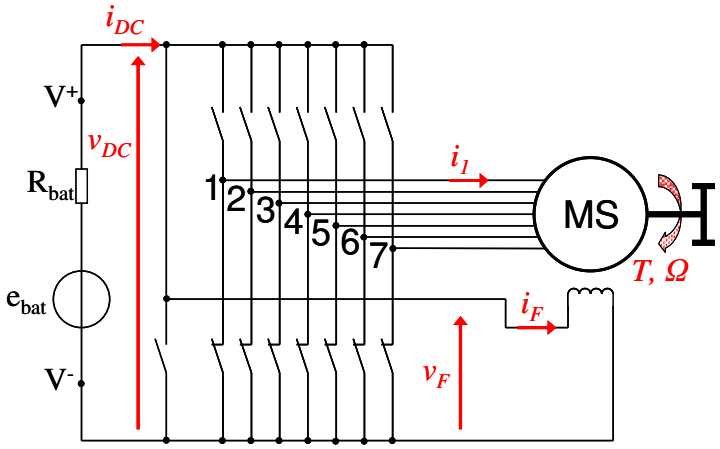


Figure 5 : *Schéma structurel de l'ensemble 7-phases*

1.3.1 : La machine à griffes, synchrone 7-phases à excitation séparée

La machine électrique est une machine synchrone à griffes 7-phases à excitation séparée. Ce type de structure, à griffes [45]-[46], [81]-[84], [103], [113], est apparu dans les années 60, en remplacement de la dynamo (machine à courant continu), utilisée jusqu'alors dans les automobiles pour la fonction alternateur. Aujourd'hui, elle équipe la quasi-totalité du parc automobile mondial pour remplir la fonction alternateur.

1.3.1.1. Structure de la machine étudiée

La Figure 6 propose deux vues de la structure que nous allons étudier, éclatée et assemblée, chacune donnée pour ¾ du stator et la totalité du rotor.

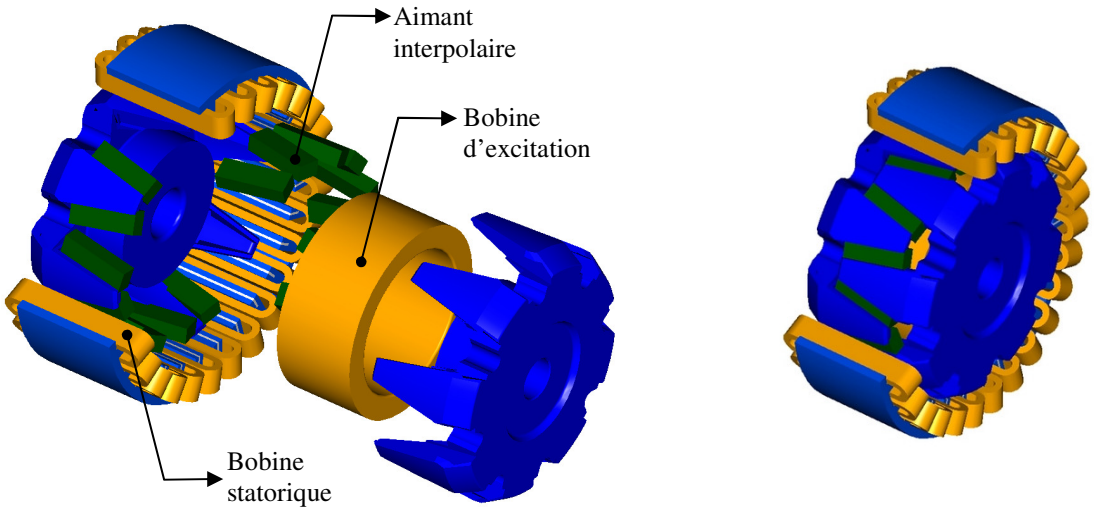
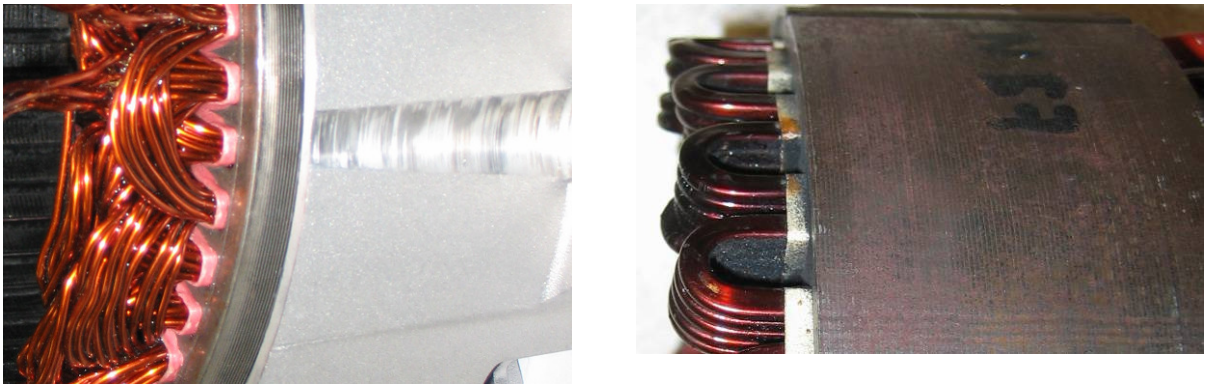


Figure 6 : *Vue éclatée de la machine à griffes 7-phases étudiée (a), et vue assemblée pour ¾ du stator (b)*

Le stator est constitué d'un empilement de tôles ferromagnétiques isolées. Le bobinage heptaphasé est concentré sur 28 dents. Chaque phase est constituée de 4 bobines de 5 spires connectées en série. Les phases sont couplées en étoile. La Figure 8 donne une vue en développé des 28 dents statoriques. Sur cette figure, la phase 1 est représentée. La répartition (par dents) des autres phases est également indiquée. Ce type de bobinage concentré à pas fractionnaire a été développé dans le but de diminuer la longueur des têtes de bobines afin d'accroitre la longueur utile du paquet de tôles au stator. Cette méthode a d'ailleurs abouti au dépôt d'un brevet [14]. La Figure 7 permet de voir la différence entre un bobinage triphasé « classique » (a) et le nouveau type de bobinage concentré de la machine 7-phases (b). Sur ce cas précis, le gain sur la longueur du paquet de tôle est de 17% en faveur de la version polyphasée ; à volume de machine identique. En outre, le taux de remplissage des encoches est meilleur avec le bobinage décrit par la Figure 7-(b).



(a) (b)

Figure 7 : *Comparaison de deux types de bobinage*

Le rotor est constitué de deux roues polaires (Figure 9) : roues polaires « avant » et « arrière », qui portent chacune les griffes, afin de construire les pôles magnétiques de la machine électrique. Ces roues polaires avant et arrière sont habituellement identiques, mais ceci n'est pas vérifié rigoureusement dans notre cas. Nous verrons ce que ces dissymétries des pôles impliquent. Ces pièces sont faites d'un matériau magnétique massif. Autour du noyau (entre les plateaux), vient s'enrouler la bobine du circuit inducteur.

On remarque également sur la Figure 6 et la Figure 10 que des aimants permanents ont été insérés en court-circuit magnétique entre les griffes du rotor. On appelle ces aimants, « aimants interpolaires ». La direction et le sens d'aimantation (en concentration de flux) sont donnés par la Figure 10. La direction est identique aux lignes de flux de fuite « inter-griffes » (sans passer par le stator), créées lorsqu'on considère le champ d'excitation fourni par le circuit d'excitation seul. Le sens est en opposition à ces mêmes fuites. Différents travaux [46], [81], [84] montrent l'intérêt d'utiliser ce genre d'aimants pour augmenter la puissance de la machine et augmenter son rendement.

On compte au total sur la machine, 8 griffes par roue polaire, soit 16 pôles au total (ou 8 paires de pôles ; p = 8). On peut observer sur la photo de la Figure 10 que ces griffes sont rainurées en surface afin de réduire les courants de Foucault. Ces rainures sont d'une profondeur du même ordre que l'entrefer. Celui-ci est d'ailleurs très faible, environ 0,5% du rayon extérieur de la machine.

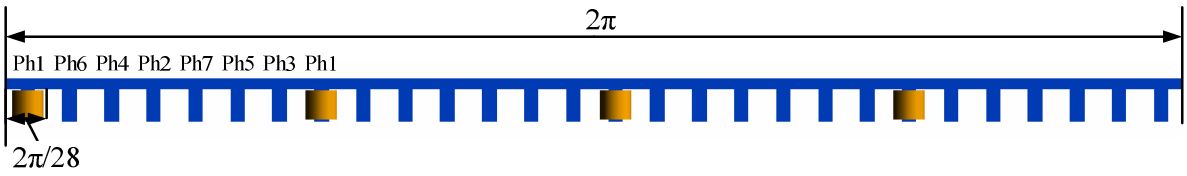


Figure 8 : *Vue en développé du stator et bobinage de la phase 1*

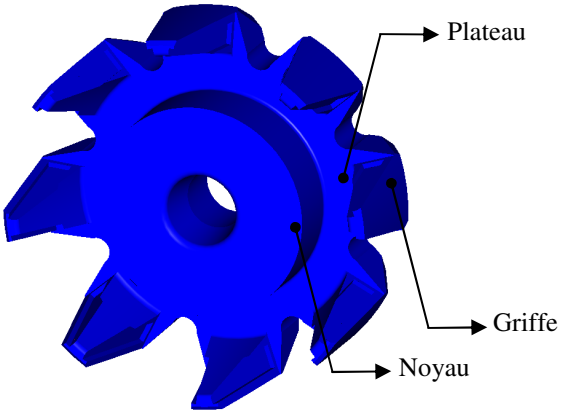


Figure 9 : *Définition d'une roue polaire*

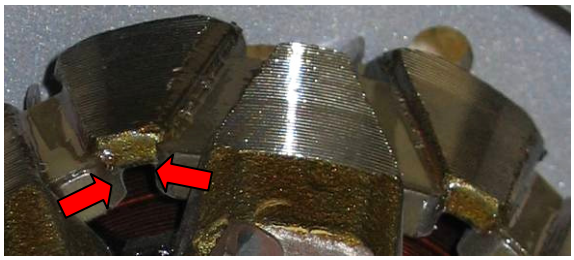


Figure 10 : *Photo des griffes rotoriques et directions du champ créé par les aimants interpolaires (flèches rouges)*

1.3.1.2. Avantages et contraintes de la structure à griffes

Les avantages de cette structure à griffes sont multiples :

- faible coût de production et rapidité de fabrication[8],
- capacité d'un fonctionnement à très haute vitesse (jusqu'à 18 000 tr/min),
- densité volumique de puissance importante.

L'inconvénient majeur lié à l'utilisation de ce type de machine concerne son rendement, relativement faible, voire assez médiocre. Néanmoins, cette problématique a généré de nombreux travaux [45]-[46], [81], [84], qui ont permis de l'améliorer sensiblement. Vu l'étendue des plages de fonctionnement de la machine (en vitesse et en niveaux de courant), il est difficile de donner une valeur unique de rendement, mais pour parler du rendement maximal, on peut annoncer qu'il était de l'ordre de 50 % il y a encore une décennie, pour atteindre aujourd'hui des valeurs proches de 80 %. Pour compléter cette remarque, rappelons que le faible rendement n'est pas du seul fait de la machine électrique, mais aussi du convertisseur associé. Or, nous avons vu que l'utilisation d'un onduleur à transistors MOS permettait d'améliorer le rendement global du système en fonctionnement alternateur, grâce à la notion de redressement synchrone.

[8] Une usine d'alternateurs comme celle d'Etaples-Sur-Mer (Nord-Pas-de-Calais), spécialisée dans la fabrication des alternateurs et alterno-démarreurs automobiles, produit aux environs de 30 000 pièces par jour.

Ce type de machine présente aussi certaines propriétés qui rendent assez délicates sa conception et sa commande :

- La structure tridimensionnelle du rotor rend assez délicate la modélisation numérique de ce type de machine (cf. Annexes-A3 et -A4). Or, le prototypage virtuel peut s'avérer une aide précieuse pour la conception et la commande. D'autres phénomènes comme la saturation des matériaux magnétiques ou l'apparition de courants induits sont également à l'origine de difficultés pour la modélisation numérique.
- Les matériaux magnétiques de la machine sont utilisés sur une large plage de leur caractéristique magnétique. Des saturations magnétiques locales peuvent également être à l'origine de la variation de la fonction de perméance superficielle d'entrefer. Ceci tend à faire varier les paramètres des modèles du système, ce dont il faut tenir compte pour la commande.
- La machine est également utilisée dans un spectre très large en vitesse (de 0 à plus de 18 000 tr/min). Aux vitesses les plus élevées, des effets de courants induits peuvent apparaître et modifier les hypothèses de travail.

Pour résumer, ce type de machine présente certains avantages essentiels pour ce type d'application. Néanmoins, son utilisation dans une plage de fonctionnement très étendue (en vitesse et en puissance) rend difficile l'optimisation de sa conception à tous les points de fonctionnement. Ceci rend aussi difficile l'établissement d'un modèle unique, invariant, sur lequel se baser pour établir la commande.

1.3.2 : L'onduleur de tension 7-bras

L'architecture de l'onduleur de tension 7-bras est assez classique (Figure 5). Il utilise des transistors MOSFET spécifiquement dédiés pour ce genre d'application basse tension. La résistance à l'état passant des composants est donc très faible ($R_{DS\text{-}on\ max}$ de l'ordre de quelques mΩ). L'utilisation de sept phases permet de n'utiliser qu'un unique transistor par interrupteur.

1.4. Bilan sur l'intérêt du développement de l'alterno-démarreur 7-phases

Enfin, pour conclure ce premier chapitre, rappelons brièvement les différents points forts qui ont motivé le choix d'une structure polyphasée, pour le développement d'un alterno-démarreur forte puissance.

L'architecture polyphasée offre donc :

- Une répartition naturelle de la puissance sur un nombre de phases supérieur à trois. A niveau de tension fixé, ceci permet de mieux distribuer la contrainte en courant, aussi bien du point de vue de la machine que du point de vue de l'onduleur.
- De faciliter l'utilisation d'un bobinage concentré sur une dent. La longueur des têtes de bobines s'en trouve ainsi diminuée, ce qui permet d'augmenter, dans un même volume global, le volume du paquet de tôles qui compose le stator. En outre, la façon de bobiner la machine présentée ici permet d'obtenir un remplissage des encoches plus important. Ces deux points permettent l'augmentation de la densité volumique de puissance de la machine. On arrive donc à augmenter le couple de démarrage de la machine, dans le même volume que les alterno-démarreurs actuels triphasés, en gardant le niveau de tension de batterie de 12 V.
- La possibilité d'exploiter d'autres harmoniques de fem que l'unique fondamental, pour la création du couple électromagnétique. Ceci nécessite une conception prévue en ce sens, ainsi qu'une commande adéquate.
- De garder une structure très proche du système triphasé actuel. Par conséquent, d'en garder les principaux avantages, dont celui lié au faible coût d'hybridation.
- Des possibilités de fonctionnement en mode dégradé.

Malgré ces avantages, on dispose encore aujourd'hui de peu de règles de conception pour tirer pleinement avantage des structures polyphasées. En outres, ceci nécessite également de déterminer des nouvelles lois de commandes, souvent plus complexes que dans le cas triphasé. Cependant, vu les avantages présentés ici, la machine polyphasée apparaît comme une voie intéressante pour répondre au cahier des charges. Dans le deuxième chapitre, nous allons voir comment tirer pleinement bénéfice de la structure 7-phases décrite ici.

CHAPITRE 2
MODÉLISATION, RÉTRO-CONCEPTION ET CARACTÉRISATION DE L'ALTERNO-DÉMARREUR 7-PHASES

2.1. Modélisation et rétro-conception en vue de la commande _____ 38
2.1.1 : Développement d'un modèle dans le référentiel naturel _____ 38
2.1.2 : Projection du problème dans le référentiel de Concordia généralisé _____ 51
2.1.3 : Modèles de commande de l'alterno-démarreur 7-phases ; représentation par le formalisme REM ___ 60

2.2. Analyse de la conception de la machine 7-phases dans le référentiel de Concordia _____ 62

2.3. Caractérisation des paramètres électriques caractéristiques des modèles de commande___ 69
2.3.1 : Avantages et difficultés des mesures dans le référentiel naturel de la machine _____ 69
2.3.2 : Avantages et difficultés des mesures dans le référentiel de Concordia généralisé _____ 71
2.3.3 : Méthode originale de caractérisation dans le référentiel de Concordia généralisé _____ 72

2.4. Bilan de la modélisation de l'alterno-démarreur 7-phases dans les différents référentiels__ 80

Dans le premier chapitre, nous avons présenté l'ensemble polyphasé utilisé pour le système alterno-démarreur forte puissance que nous étudions. Il s'agit d'une machine synchrone 7-phases, à griffes, à excitation séparée, et alimentée par un onduleur de tension. Dans ce deuxième chapitre, l'objectif est de trouver des modèles de cet ensemble, en vue de sa commande.

Cette modélisation s'appuiera sur les travaux existants sur les machines polyphasées, que nous avons développés dans le premier chapitre. Il faudra alors les adapter aux nouvelles hypothèses de travail définies par la nouvelle machine.

Nous discuterons également de la rétro-conception de la machine électrique utilisée pour ce système alterno-démarreur. L'objectif sera de dégager des principes généraux pour la conception des machines polyphasées, en tissant un lien fort entre conception et commande.

Enfin, une part importante de ce chapitre sera aussi consacrée à la détermination des paramètres des modèles. Nous verrons en effet pourquoi certains de ces paramètres sont parfois difficiles à identifier, et proposerons donc des solutions pour simplifier cette étape et la rendre plus robuste.

2.1. Modélisation et rétro-conception en vue de la commande

La commande des machines électriques alternatives triphasées (synchrones ou asynchrones) est aujourd'hui devenue un cas académique. Il existe en effet dans la littérature un nombre important de références [85]-[88] qui décrivent des méthodologies établies, éprouvées, pour la commande de telles machines. Pour mettre en œuvre ces méthodes, on s'appuie généralement sur des modèles de la machine et de son alimentation [73], [85]-[86], [88]. Ces modèles sont quasiment toujours restreints par une plage de validité, fonction des hypothèses utilisées pour les établir. Ainsi, dans le cas triphasé, on assume aujourd'hui qu'un grand nombre de cas ont déjà été traités, même pour les machines répondant à des hypothèses généralement considérées comme délicates à prendre en compte : loi de comportement des matériaux magnétiques non linéaires, effets de saillance des pôles magnétiques, ou encore forces électromotrices caractérisées par plusieurs harmoniques. Ainsi, pour ces types de machines, on peut aujourd'hui proposer des commandes qui offrent de bonnes performances, aussi bien en régime établi qu'en régime dynamique.

Parallèlement à cette question de la commande, il existe aussi dans le cas triphasé, des règles générales de conception qui ont été testées pour de nombreuses applications [89]-[91].

Dans le cas polyphasé, il n'existe pas encore à ce jour d'ouvrages de référence, qui synthétise l'ensemble des cas possibles pour la mise en œuvre de la commande. Il a aussi été observé dans le premier chapitre, que les travaux qui traitent de ce sujet sont limités par l'utilisation de modèles restreints par plusieurs hypothèses : linéarité de loi de comportement des matériaux magnétiques et pôles magnétiques lisses. En outre, il n'existe pas non plus de référence qui vise à poser des règles de conception pour ce genre de machine.

Dans ce contexte, et vu la description que nous avons faite du système alterno-démarreur polyphasé étudié, il semble nécessaire de compléter les travaux établis sur les machines polyphasées afin de les adapter à notre cas. C'est l'objectif de cette partie, qui traite à la fois des notions de modélisation et de rétro-conception[9], en vue de la commande de l'alterno-démarreur 7-phases.

2.1.1 : Développement d'un modèle dans le référentiel naturel

2.1.1.1. Notion de modèles pour la commande

Lorsqu'on cherche à faire la commande d'un système automatique, quel qu'il soit, on travaille généralement à partir d'un modèle, décrivant son fonctionnement. Selon la qualité de la commande qu'on souhaite réaliser, ou selon le degré de complexité du système étudié, ce type de modèle peut être plus ou moins détaillé, ou plus ou moins représentatif des lois physiques qui régissent le fonctionnement du

[9] On utilise le terme « rétro-conception » et non « conception » car la machine étudiée a été conçue sans utiliser les règles posées dans ce mémoire. La notion de rétro-conception vise l'analyse de la structure actuelle, pour dégager des règles de conception des futures machines polyphasées, en vue de faciliter la commande.

système. On appellera ce type de modèle utilisé pour la mise en œuvre de la commande : « modèle de commande ».

La définition d'un modèle de commande se fait généralement selon deux types d'approches différentes :

- soit en utilisant un modèle de connaissance du système,
- soit en utilisant un modèle de comportement.

Un modèle de connaissance est établi à partir d'un jeu d'équations qui décrit physiquement le fonctionnement du système.

Un modèle de comportement est établi à partir d'une approche type « boîte noire ». Dans ce cas, on assume ne pas connaître de modèle mathématique qui décrive les phénomènes physiques qui régissent le fonctionnement du système. Ce modèle est construit à partir d'essais.

Dans tous les cas, la définition complète du modèle de commande se fait en trois temps :

- Tout d'abord, il faut définir la structure du modèle. Ceci se fait en définissant de quoi est composé le modèle, fonction des hypothèses choisies : système à retard, système du premier ordre, système d'un ordre supérieur, …, ou combinaison d'un ensemble de sous-systèmes. Dans le cas du modèle de connaissance, la définition de la structure est guidée par la mise en équations de lois physiques. Dans le cas d'une approche type boîte noire, rien n'indique a priori la structure à utiliser. Une batterie de tests expérimentaux permet généralement de poser la structure. Cette étape est souvent délicate, surtout pour les systèmes complexes avec de nombreuses entrées et sorties, ou caractérisés par de nombreux couplages.
- Ensuite, il faut choisir une manière d'organiser le modèle. C'est la phase de représentation. Par exemple, l'utilisation de fonctions de transfert est un mode de représentation. La représentation d'état en est un autre. Les formalismes graphiques comme ceux développés au laboratoire (GIC, REM) sont aussi des modes de représentation du modèle. Chacune de ces représentations permet d'avoir accès plus ou moins facilement à certaines informations particulières : constantes de temps, stabilité, etc… La REM est, par exemple, particulièrement bien adaptée pour avoir facilement accès aux informations liées aux flux d'énergie. On associe également la base de travail au mode de représentation. Ainsi, le choix de travailler dans le référentiel naturel ou dans le référentiel de Concordia fait aussi état d'un choix de représentation du modèle.
- Enfin, la dernière étape de la définition d'un modèle consiste à déterminer la valeur numérique des paramètres définis par la structure et le mode de représentation. C'est la phase d'identification.

Quelque soit le modèle, son utilisation est nécessairement limitée par une plage de validité. Celle-ci est en lien avec la structure choisie, qui décrit plus ou moins fidèlement la réalité physique du système étudié. Dans le cas d'un modèle de connaissance, la plage de validité est donc fixée par les hypothèses simplificatrices sur lesquelles repose le développement de la structure. Dès qu'on s'éloigne de ces hypothèses, on ne sait plus a priori comment le système peut réagir à la commande proposée. Dans le cas d'un modèle type boîte noire, la plage de validité est difficile à établir. On l'estime au fur et à mesure des essais réalisés sur le système.

Généralement, on cherche à éviter l'approche type boîte noire lorsqu'on doit gérer des flux d'énergie. Ce type d'approche est en effet souvent difficile à mettre en œuvre et n'offre que peu de garanties sur les performances de la commande, surtout si le système est complexe. Cependant, l'utilisation directe d'un modèle de connaissance comme modèle de commande peut dans certains cas poser certaines difficultés

majeures. Dans notre cas, nous allons utiliser une approche mixte entre ces deux types de modélisation. Nous verrons comment, et pourquoi cette méthode permet de simplifier le travail de commande.

2.1.1.2. Modèles de commande de l'alterno-démarreur 7-phases

Dans le premier chapitre, nous avons défini le concept multimachine. Cette notion fait appel à une représentation des modèles des machines électriques alternatives dans le référentiel de Concordia généralisé. La structure de modèle utilisée pour introduire ce concept a été établie à partir d'un modèle de connaissance des machines synchrones N_{Ph}-phasées. La plage de validité de cette modélisation a été fixée par les hypothèses simplificatrices suivantes : linéarité de la loi de comportement des matériaux magnétiques et pôles magnétiques lisses. Jusqu'ici, seules des machines polyphasées répondant strictement à ces hypothèses ont permis de tester le concept multimachine [15]-[18]. Ces travaux ont alors prouvé l'utilité d'utiliser ce genre d'outil, pour la conception, la commande et l'analyse des machines polyphasées.

Lorsque la machine étudiée répond de façon rigoureuse à ces hypothèses, on estime qu'on ne commet pas d'erreur de modélisation. Prenons l'exemple d'une machine à 7-phases à pôles lisses, qui fonctionne dans la zone linéaire des matériaux magnétiques : cette remarque signifie que sa modélisation dans le repère de Concordia par un système d'équations parfaitement découplé, caractérisé par 4 constantes de temps invariantes, permet de rendre compte exactement des phénomènes physiques sur lesquels repose son fonctionnement. C'est l'intérêt majeur d'une modélisation qui repose sur un modèle de connaissance, lorsqu'on travaille rigoureusement dans sa plage de validité. Dans ce cas idéalisé, la commande des machines polyphasées est largement simplifiée par la projection du problème dans l'espace de découplage défini par la transformation de Concordia. Cependant, lors de la commande d'un système, on admet parfois que l'on puisse commettre certaines erreurs de modélisation : soit en faisant des erreurs sur la structure du modèle, soit en s'éloignant des hypothèses qui fixent sa plage de validité. Dans de tels cas, on admet que la commande puisse être suffisamment robuste pour compenser ces erreurs de modélisation.

Le fonctionnement de la machine à griffes que nous étudions ne répond pas parfaitement aux hypothèses formulées pour la définition du concept multimachine. On ne dispose donc plus a priori de modèle de connaissance sur lequel s'appuyer pour définir la structure des modèles de commande de la machine. La définition d'un nouveau modèle de connaissance est néanmoins possible. La difficulté dans ce cas est de définir les lois de comportement qui régissent l'établissement des flux magnétiques en fonction des différentes sources magnétiques : aimants permanents et bobinages électriques. Dans notre cas, vu le nombre important de sources magnétiques et de couplages entre ces sources, une approche analytique semble difficile pour parvenir rigoureusement à cet objectif. Une approche numérique, type modélisation par la méthode des éléments finis, peut permettre de s'en approcher, mais pas de façon stricte. En outre, la caractérisation complète de ce genre de lois de comportement, par ce moyen, peut s'avérer relativement longue. Enfin, à supposer qu'on puisse obtenir une modélisation physique, complète, de l'alterno-démarreur étudié, la question subsiste de pouvoir retrouver une démarche équivalente à l'approche actuelle du concept multimachine.

Devant cette difficulté, on décide d'une approche différente : utiliser le concept multimachine, tel qu'on l'a défini lors du premier chapitre. On suppose alors que la structure du modèle, représentée par la mise en équations (1) à (13), permet au premier ordre de modéliser correctement le système étudié. Les

phénomènes physiques qui tendent à éloigner le problème du cadre fixé par les hypothèses de travail sont donc supposés agir « au deuxième ordre »[10]. Nous montrerons alors, pendant la phase d'identification des paramètres du modèle, que l'évolution de ces paramètres permet de rendre compte de ces phénomènes du second ordre. On passe dans ce cas d'un modèle de connaissance à un modèle de comportement ; c'est la notion d'approche mixte entre ces deux types de modélisation.

Ainsi, nous utiliserons directement la structure du modèle donnée par la mise en équations de la machine établie dans le premier chapitre. Nous estimons pouvoir sortir du cadre fixé par les hypothèses de ce modèle de connaissance, car les phénomènes physiques qui tendent à sortir de ce cadre agissent au deuxième ordre. Dans ce cas, la notion d'approche mixte, entre modèle de connaissance et modèle de comportement, est justifiée : la structure est donnée par un modèle de connaissance, valable sous certaines hypothèses. On rend ensuite compte des nouvelles hypothèses de travail par une identification du modèle sur une large plage de fonctionnement ; c'est l'approche type « boîte noire ». On admet dans ce cas commettre certaines erreurs de modélisation, qu'on espère pouvoir compenser par la commande. C'est ce que nous testerons dans le troisième chapitre.

2.1.1.3. Expression simplifiée des paramètres inductifs en vue de l'identification des constantes de temps électriques

La prédétermination des constantes de temps caractéristiques des modèles de commande est une étape importante. Une bonne connaissance de ces constantes de temps permet en effet de faciliter la mise en œuvre des boucles d'asservissement et de les rendre plus robustes. Pour cela, on recherche ici des méthodes qui permettent d'obtenir une expression de ces constantes de temps, dans les différents référentiels de travail. On commence ici dans le référentiel naturel de la machine. La méthodologie est dans ce cas assez classique. Ici, l'objectif est de pouvoir critiquer un bobinage donné, du point de vue des constantes de temps qui lui sont associées. Notons que cette démarche ne vise pas à quantifier avec précision les valeurs des constantes de temps, mais au moins dans un premier temps à en connaître l'ordre de grandeur. Lorsqu'on travaillera dans les bases associées aux machines fictives nous comprendrons alors vraiment l'intérêt de cette approche, dans l'estimation des rapports entre les constantes de temps associées aux machines fictives.

Nous travaillerons, dans un premier temps, à partir d'hypothèses simplificatrices. Prenons comme point de départ le cas où les matériaux magnétiques sont caractérisés par une relation linéaire et où les pôles magnétiques de la machine sont lisses. Nous verrons ensuite comment s'éloigner de ces hypothèses pour se rapprocher du cas réel.

Ce travail de prédétermination s'appuie sur une analyse de la matrice des inductances dans le référentiel naturel de la machine. A chaque géométrie et technique de bobinage associée correspond une matrice inductance particulière, et il n'est donc pas envisageable de traiter tous les cas. Nous nous appuierons dans ce mémoire sur l'exemple précis de la machine 7-phases que nous étudions, mais la méthodologie est parfaitement transposable à n'importe quel autre cas de machine synchrone [16]-[18].

[10] Le cas d'une machine à réluctance variable pure ne peut par exemple pas être traité par ce type d'approche. Les phénomènes physiques qui entrent en jeu dans le fonctionnement de ce type de machine sont en effet inversés en proportions, par rapport à notre cas.

On recherche une expression des termes de la matrice des inductances statoriques $[L_{SS}(\theta, i_F, \vec{i}_S^{N_{Ph}})]$ (5). Pour cela, on commence par calculer les fonctions de bobinage relatives aux phases de la machine [92]-[98]. Ces fonctions permettent de caractériser spatialement le bobinage au sens harmonique, c'est-à-dire que son contenu spectral permet de mettre en évidence l'opération de filtrage que réalise le bobinage sur les sources magnétiques de la machine (champs d'induction au rotor et au stator).

Les bobinages des alternateurs forte puissance ont généralement des fonctions de bobinage ne comportant qu'un seul harmonique (le fondamental, avec éventuellement parfois en plus un harmonique de rang 3 pour certains alternateurs triphasés). Pour les machines électriques destinées à un fonctionnement en moteur, là aussi, beaucoup d'efforts ont été consacrés à l'élaboration de fonctions de bobinages caractérisées par un unique harmonique (ceci étant dû à l'alimentation de ces machines, qui a pendant longtemps été réalisée par des sources de tensions sinusoïdales triphasées). Aujourd'hui, l'évolution des techniques d'alimentation, en particulier par les techniques MLI, permet l'asservissement des courants à des consignes de forme quelconque. Ce point facilite l'étape de conception et permet la diminution des coûts de conception et de production de machines à performances élevées. Néanmoins, du point de vue de la commande, il faut dans ce cas, pour un asservissement correct des courants, garantir une valeur suffisamment élevée des constantes de temps caractérisant les boucles d'asservissement.

Pour le calcul des fonctions de bobinage de la machine étudiée, considérons la Figure 11. Celle-ci propose deux fois, avec (a) et (b), la même vue simplifiée du stator en développé, en vue de face. Les deux vues (a) et (b) représentent deux cas limites que nous décrivons ci-après. On y voit, sur chacune, une phase parmi les sept que comporte la machine, représentée par ses quatre bobines chacune concentrée sur une dent. Pour chacune des phases, chaque bobine (enroulement) est décalée de $2\pi/4$ par rapport à ses voisines. Les quatre bobines sont connectées électriquement en série. Le nombre total d'encoches au stator est $N_{enc} = 28$, avec 2 bobines insérées côte à côte dans chaque encoche (bobinage « double couche » avec deux bobines appartenant à deux phases différentes par encoche).

Le calcul de la fonction de bobinage à une position mécanique θ_m, donnée dans le repère mécanique, se fait en comptant le nombre de conducteurs de la phase k compris dans la zone $[0, \theta_m]$. On compte positivement les conducteurs « aller » et négativement les conducteurs « retour ». Cette fonction correspond à la force magnétomotrice d'une phase alimentée par un courant constant de 1 Ampère. Son unité est de le nombre de conducteurs.tours $[n_{cd}.\text{tour}]$. Pour des bobines de N_S spires constituant la première phase représentée sur la Figure 11, l'amplitude de la fonction de bobinage associée est donc N_S. Aussi, puisque le nombre de conducteurs aller est pour chaque bobine égal au nombre de conducteur retour, la valeur moyenne de la fonction de bobinage sur un tour mécanique est nulle. Dans ces conditions, on peut approximer la fonction de bobinage de la phase 1 par une fonction simple, du type « fonction porte », comme indiqué sur la Figure 11 (courbe rouge fonction de θ_m).

La périodicité de la fonction de bobinage est définie dans [16], [98] par $\text{per}_K = 2\pi/F$, avec $F = \text{pgcd}(N_{enc}, p)$ [99]. F = 4 dans notre cas. On retrouve sur la Figure 11 une périodicité pour la fonction de bobinage $\text{per}_K = \pi/2$ compatible avec cette définition. L'ouverture angulaire pendant laquelle la fonction de bobinage est au niveau haut est définie sur la Figure 11 par l'angle Δ. Sur la Figure 11-(a), on suppose un premier cas limite de la fonction porte, où le passage du niveau haut au niveau bas (et inversement) se fait strictement à l'interface entre la dent statorique et la bobine. Ce modèle donne la valeur de $\Delta = \Delta_1 = 2\pi/65$. La propriété de valeur moyenne nulle pour la fonction de bobinage donne ses bornes supérieure et inférieure : $(1-\Delta_1)N_S$ et $-\Delta_1 N_S$, tel qu'indiqué sur cette figure. Un autre cas limite

est donné pour les changements de niveaux de la fonction de bobinage à l'extérieur de la bobine (Figure 11-(b)). L'ouverture angulaire du niveau haut est dans ce cas $\Delta = \Delta_2 = 2\pi/30$. L'étude de ces deux cas limites doit permettre de tester la sensibilité des valeurs des constantes de temps à ce type de paramètre géométrique sur lequel on s'appuie pour fixer les hypothèses de départ.

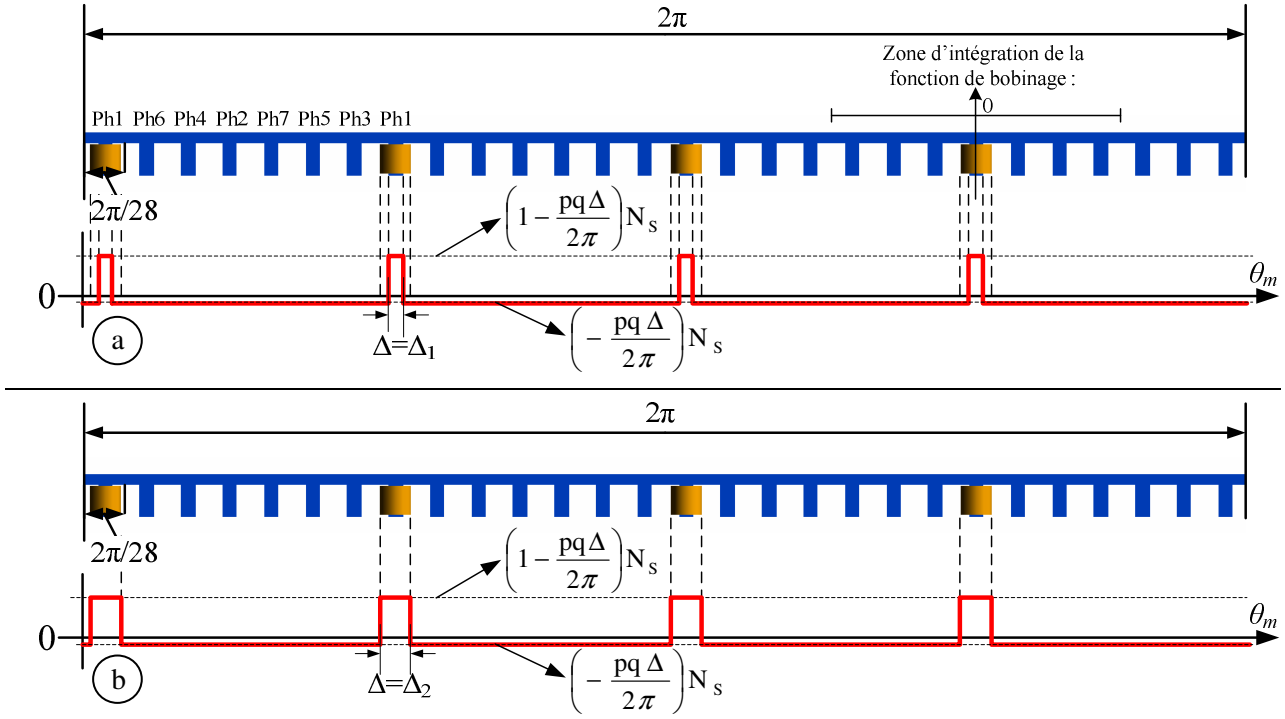


Figure 11 : *Représentation de la fonction de bobinage d'une phase de la machine 7-phases, pour deux cas limite ⊿=⊿1 (a) et ⊿=⊿2 (b)*

La fonction de bobinage K_t associée à la phase t (t varie de 1 à $N_{Ph} = 7$) est une fonction périodique de période $2\pi/F$, avec F = 4 dans notre cas. Cette fonction peut donc être décomposée sous la forme d'une série de Fourier. Cette fonction étant paire, on écrira :

$$K_t(\theta_m) = \sum_{k=0}^{\infty}\left(a_{kt}\cos\left(Fk\left(\theta_m + (t-1)\left(\frac{2\pi}{N_{Ph}\,p}+\frac{2\pi}{p}\right)\right)\right)\right) \qquad \textbf{(17)}$$

Avec les termes a_{0t} nuls, dû à la propriété de moyenne nulle de la fonction de bobinage. Aussi, le terme $\left(\frac{2\pi}{N_{Ph}\,p}+\frac{2\pi}{p}\right)$ correspond au décalage (angle mécanique) entre deux phases successives. On notera ce terme δ_{Ph}. Il se décompose en deux parties : $2\pi/(N_{Ph}\,p)$, le décalage qui permet de respecter un déphasage de $2\pi/N_{Ph}$ des grandeurs électriques dans le repère électrique, et $2\pi/p$, un décalage mécanique qui ne modifie pas les déphasages dans le repère électrique. Ce dernier terme apparaît dans notre cas, car le nombre d'encoches par pôle et par phase « q » n'est pas unitaire (q = 1/4). Il faut donc implanter les bobines par décalages successifs d'un angle mécanique multiple de $2\pi/p$ pour des raisons mécaniques, auquel on ajoute l'angle « classique » de $2\pi/N_{Ph}\,p$, correspondant au cas de q = 1.

Pour $t > 0$, on a :

$$\mathrm{a}_{kt} = \frac{\mathrm{F}}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{\mathrm{F}}-(t-1)\delta_{Ph}}^{\frac{\pi}{\mathrm{F}}-(t-1)\delta_{Ph}} porte(\theta_m)\cos\left((\theta_m + (t-1)\delta_{Ph})k\,\mathrm{F}\right) d\theta_m \qquad \textbf{(18)}$$

En choisissant judicieusement les bornes et en intégrant sur $2\pi/\mathrm{F}$ (angle mécanique), le résultat pour a_{kt} est le suivant :

$$\mathrm{a}_{kt} = \frac{\mathrm{F}}{\pi}\left(\begin{array}{l}\left(-\frac{\mathrm{F}\Delta}{2\pi}\right)\mathrm{N_s}\int_{-\frac{\pi}{\mathrm{F}}-(t-1)\delta_{Ph}}^{\frac{\pi}{\mathrm{F}}-(t-1)\delta_{Ph}}\cos\left((\theta_m + (t-1)\delta_{Ph})k\,\mathrm{F}\right) d\theta_m \\ \\ +\mathrm{N_s}\int_{-\frac{\Delta}{2}-(t-1)\delta_{Ph}}^{\frac{\Delta}{2}-(t-1)\delta_{Ph}}\cos\left((\theta_m + (t-1)\delta_{Ph})k\,\mathrm{F}\right) d\theta_m\end{array}\right) \qquad \textbf{(19)}$$

$$\mathrm{a}_{kt} = \frac{\mathrm{N_S}}{\pi k}\left[\begin{array}{l}\left[\left(-\frac{\mathrm{F}\Delta}{2\pi}\right)\sin\left((\theta_m + (t-1)\delta_{Ph})k\mathrm{F}\right)\right]_{-\frac{\pi}{\mathrm{F}}-(t-1)\delta_{Ph}}^{\frac{\pi}{\mathrm{F}}-(t-1)\delta_{Ph}} \\ \\ +\left[\sin\left((\theta_m + (t-1)\delta_{Ph})k\mathrm{F}\right)\right]_{-\frac{\Delta}{2}-(t-1)\delta_{Ph}}^{\frac{\Delta}{2}-(t-1)\delta_{Ph}}\end{array}\right] \qquad \textbf{(20)}$$

$$\mathrm{a}_{kt} = \frac{\mathrm{N_S}}{\pi k}\left[0 + 2\sin\left(k\frac{\Delta\mathrm{F}}{2}\right)\right] = \mathrm{K}_0\frac{\sin(u_k)}{u_k} \qquad \textbf{(21)}$$

Avec :

$$\boxed{\mathrm{K}_0 = \frac{\mathrm{N_S}\,\Delta\mathrm{F}}{\pi}} \text{ et } \boxed{u_k = \frac{k\,\Delta\mathrm{F}}{2}} \qquad \textbf{(22)}$$

On écrira donc :

$$\boxed{\mathrm{K}_t(\theta_m) = \mathrm{K}_0\sum_{k=1}^{\infty}\left(\frac{\sin(u_k)}{u_k}\cos\left(\mathrm{F}k\left(\theta_m + (t-1)\delta_{Ph}\right)\right)\right)} \qquad \textbf{(23)}$$

Il est possible alors de définir le vecteur des fonctions de bobinage dans la base naturelle $\mathbf{N}^{\mathrm{N_{Ph}}}$ par :

$$\left(\vec{\mathrm{K}}(\theta_m)\right)_{\mathbf{N}^{\mathrm{N_{Ph}}}} = \mathrm{K}_1(\theta_m)\left(\vec{x}_1\right)_{\mathbf{N}^{\mathrm{N_{Ph}}}} + \mathrm{K}_2(\theta_m)\left(\vec{x}_2\right)_{\mathbf{N}^{\mathrm{N_{Ph}}}} + \ldots + \mathrm{K}_{\mathrm{N_{Ph}}}(\theta_m)\left(\vec{x}_{\mathrm{N_{Ph}}}\right)_{\mathbf{N}^{\mathrm{N_{Ph}}}} \qquad \textbf{(24)}$$

La Force Magnéto Motrice (FMM) $\xi(\theta_m)$ engendrée par les $\mathrm{N_{Ph}}$ phases (chacune constituée de quatre bobines en série) s'obtient alors par le produit scalaire entre le vecteur $\left(\vec{\mathrm{K}}(\theta_m)\right)_{\mathbf{N}^{\mathrm{N_{Ph}}}}$ et le vecteur des courants statoriques $\left(\vec{i}\right)_{\mathbf{N}^{\mathrm{N_{Ph}}}}$.

$$\xi(\theta_m) = \left(\vec{\mathrm{K}}(\theta_m)\right)_{\mathbf{N}^{\mathrm{NPh}}} . \left(\vec{i}\right)_{\mathbf{N}^{\mathrm{NPh}}} \quad \textbf{(25)}$$

En considérant pour cette première approximation un entrefer moyen constant, noté « $\mathrm{e_{eq}}$ »[11], alors on pourra écrire l'induction magnétique dans l'entrefer dû uniquement au courant i_t de la phase t, par la relation : $B_t(\theta_m) = (\mu_0/\mathrm{e_{eq}})\zeta(\theta_m)$, lorsqu'on n'alimente que la phase t. Le terme $(\mu_0/\mathrm{e_{eq}})$ représente la perméance d'entrefer. On en déduit alors :

$$B_t(\theta_m) = \frac{\mu_0}{\mathrm{e_{eq}}}\zeta_t(\theta_m) = \frac{\mu_0}{\mathrm{e_{eq}}}\mathrm{K}_0\, i_t \sum_{k=1}^{\infty}\left(\frac{\sin(u_k)}{u_k}\cos\left(\mathrm{F}k\left(\theta_m + (t-1)\delta_{Ph}\right)\right)\right) \quad \textbf{(26)}$$

Pour obtenir le flux capté par un enroulement m décalé de l'enroulement t d'un angle, $\delta_{m,t} = (\mathrm{m}-\mathrm{t})\delta_{Ph}$ on intègre alors le champ $B_t(\theta_m)$ sur l'enroulement m créé par le courant i_t de la phase t :

$$\varphi_{enroulement\ m,t} = \mathrm{N_S} \int_{-\frac{\Delta}{2}-(m-1)\delta_{Ph}}^{\frac{\Delta}{2}-(m-1)\delta_{Ph}} B_t(\theta_m)\, dS \quad \textbf{(27)}$$

Avec $dS = (\mathrm{DL}/2)d\theta_m$ un élément de surface de l'enroulement m.

$$\varphi_{enroulement\ m,t} = \frac{\mu_0 \mathrm{DLN_S K}_0}{2\mathrm{e_{eq}}} i_t \int_{-\frac{\Delta}{2}-(m-1)\delta_{Ph}}^{\frac{\Delta}{2}-(m-1)\delta_{Ph}} \left(\sum_{k=0}^{\infty}\left(\frac{\sin(u)}{u}\cos\left(\mathrm{F}k\left(\theta_S + (t-1)\delta_{Ph}\right)\right)\right)\right) d\theta_m$$

$$= \frac{\mu_0 \mathrm{DLN_S K}_0}{2\mathrm{e_{eq}F}} i_t \sum_{k=1}^{\infty}\left(\frac{\sin(u_k)}{ku_k}\left(\begin{array}{l}\sin\left(\mathrm{F}k\left(\frac{\Delta}{2} + (m-t)\delta_{Ph}\right)\right) \\ -\sin\left(\mathrm{F}k\left(-\frac{\Delta}{2} + (m-t)\delta_{Ph}\right)\right)\end{array}\right)\right) \quad \textbf{(28)}$$

Le flux capté par une phase est le résultat des flux captés par les F enroulements mis en série, $\psi_{m,t} = \mathrm{F}\varphi_{enroulement\ m,t}$. On peut alors formuler l'inductance mutuelle entre deux phases m et t par :

$$\mathrm{M}_{m,t} = \frac{\mu_0 \mathrm{DLN_S K}_0}{2\mathrm{e_{eq}}} \sum_{k=1}^{\infty}\left(\frac{\sin(u_k)}{ku_k}\left(\begin{array}{l}\sin\left(\mathrm{F}k\left(\frac{\Delta}{2} + (m-t)\delta_{Ph}\right)\right) \\ -\sin\left(\mathrm{F}k\left(-\frac{\Delta}{2} + (m-t)\delta_{Ph}\right)\right)\end{array}\right)\right) \quad \textbf{(29)}$$

$$\boxed{\mathrm{M}_{m,t} = \frac{2\mu_0 \mathrm{DLN_S^2}}{\pi\, \mathrm{e_{eq}}} \sum_{k=1}^{\infty}\left(\left[\frac{\mathrm{F}\Delta}{2}\frac{\sin(u_k)}{u_k}\right]^2 \cos\left(\mathrm{F}k(m-t)\delta_{Ph}\right)\right)}$$

[11] $\mathrm{e_{eq}}$ pour « entrefer équivalent », qui peut tenir compte d'un coefficient de correction par rapport à l'entrefer e, où e est défini comme la distance minimale entre une griffe du rotor et une dent du stator, sans tenir compte des effets de rainurage des griffes ou d'effets encoches

L'analyse de ce type de résultat nécessite de considérer un bobinage de référence. Celui qu'on choisit comme tel est le bobinage concentré à pas diamétral, car c'est celui qui a été utilisé pour de nombreux prototypes polyphasés [17]-[18]. Dans ce cas, l'inductance mutuelle entre deux phases *m* et *t* s'écrit :

$$M_{m,t} = \frac{2\mu_0 D L N_S^2}{\pi e_{eq}} \sum_{i=0}^{\infty} \left(\frac{1}{k^2} \cos\left(k(m-t)\delta_{Ph}\right) \right) \quad ; \quad k = 2i+1 \tag{30}$$

Si on ne considère que l'onde fondamentale de force magnétomotrice ($k = 1$), on obtient l'expression de « l'inductance fondamentale ». Dans le cas du bobinage concentré à pas diamétral, celle-ci s'écrit :

$$M_{\text{fond } m,t} = \frac{2\mu_0 D L N_S^2}{\pi e_{eq}} \cos\left((m-t)\delta_{Ph}\right) \tag{31}$$

Avec la Figure 12, on donne des valeurs numériques pour l'inductance propre d'une phase de la machine 7-phases étudiée, estimée avec (29). Cette figure décompose l'inductance en prenant en compte l'onde de force magnétomotrice harmonique par harmonique. On cherche à comparer ce spectre au cas du bobinage concentré à pas diamétral (30). Pour établir cette comparaison, il faut prendre certaines précautions :

- Tout d'abord, il faut ramener les deux spectres dans le même repère. En effet, dans les deux cas, la périodicité de la fonction de bobinage n'est pas la même ($per_{\text{K-diametral}} = 2\pi / p$ avec p = 8 et $per_{\text{K-concentré sur dent}} = 2\pi / F$ avec F = 4), et donc le fondamental de l'un n'a pas la même période que le fondamental de l'autre. Pour que cette comparaison soit valable, on décide de projeter ces spectres dans le repère électrique. C'est dans ce repère qu'on définit le fondamental, c'est-à-dire l'harmonique de rang 1 des grandeurs électriques (tension, courant, etc…). Dans le cas du bobinage à pas diamétral, le repère utilisé pour la décomposition de la fonction de bobinage est identique au repère électrique. L'harmonique de rang 1, calculé avec l'expression (30) correspond donc à l'harmonique de rang 1, dans le repère électrique. Dans le cas du bobinage concentré sur une dent utilisé pour la machine à 28 encoches étudiée, il y a un rapport ½ entre ces deux repères. Par exemple, l'harmonique de rang 1 calculé avec l'expression (29) correspond à un harmonique de rang 0,5 dans le repère électrique. La littérature qui fait l'étude de ces genres de bobinages désigne ces harmoniques de rang non entiers par le terme « sous-harmonique » [99]. Nous utiliserons cette terminologie.
- Ensuite, il faut réfléchir à la constitution des deux machines à comparer. Est-il en effet légitime de comparer notre machine, à une machine à bobinage à pas diamétral, qui impose par définition qu'on dispose p bobines en série par phases, alors qu'ici, nous ne pouvons mécaniquement en insérer que F = p/2 en série ? Cette comparaison n'est pas directement légitime. Pour l'établir, on décide de revenir au nombre de conducteurs électriques dont on dispose, dans le volume donné. Dans le cas de la machine qu'on étudie, au total, on compte dans les encoches : $2FN_{Ph}N_S = 56N_S$ conducteurs. Pour comparer les deux machines, la section des conducteurs qui composent les phases doit être identique, pour garder le même calibre en courant. A volume de machine donné, on ne peut donc pas disposer plus de $56N_S$ conducteurs dans les encoches du stator de la machine, quelque soit le type de bobinage. La machine à bobinage concentrée à pas diamétral est prise comme référence. En appelant, N_S' le nombre de spires par bobines de cette machine de référence,

on compte maintenant le nombre de conducteurs que cette structure impose de respecter : $2pN_{Ph}N_S = 112N_S'$. Pour respecter cette condition, le nombre de spires par bobine de la machine de référence à bobinage concentré à pas diamétral est nécessairement plus faible de moitié que le nombre de spires de la machine que nous étudions. On retrouve ce même type de discussion dans [100], avec la même conclusion.

Dans ces conditions, on peut comparer avec la Figure 12 l'inductance propre d'une phase pour les deux types de bobinages considérés : bobinage concentré à pas diamétral et bobinage concentré sur une dent de la machine étudiée. L'angle Δ utilisé pour le calcul mené sur la machine étudiée est l'angle moyen entre les deux cas limites Δ_1 et Δ_2. Toutes les valeurs sont normalisées par rapport à l'inductance fondamentale du cas de la machine à bobinage concentré à pas diamétral, qui vaut 66,7µH, soit 100% sur la Figure 12 (31).

Il est difficile de juger de l'intérêt du bobinage concentré sur une dent, à la seule vue de la Figure 12. Les habitudes établies à partir de l'expertise sur les machines triphasées peuvent même mener à la conclusion suivante : le bobinage de la machine étudiée effectue mal son rôle de filtrage, en diminuant fortement l'action du fondamental et en n'atténuant pas l'action de tous les autres harmoniques qu'on juge gênants. En effet, le coefficient de bobinage est très faible. Il faut cependant revoir ce genre d'approche lorsqu'on travaille sur une machine polyphasée. Nous verrons en effet pourquoi ce type de bobinage peut être utile, du point de vue de la commande, lorsque nous projetterons ces résultats dans le référentiel de Concordia généralisé. A l'inverse, nous verrons aussi pourquoi le bobinage concentré à pas diamétral peut être à la source de difficultés de commande, voire d'impossibilité de contrôler correctement les courants de la machine à moins d'utiliser des fréquences de MLI très élevées.

La Figure 13 permet quant-à-elle de faire apparaître une sensibilité élevée de la valeur des différents harmoniques face à l'angle Δ (les valeurs sont ici aussi normalisées par rapport à l'inductance fondamentale du cas de la machine à bobinage concentré à pas diamétral). Dans la suite, nous travaillerons uniquement avec le cas moyen entre Δ_1 et Δ_2. Nous observons également que cet angle a une influence importante sur l'allure du spectre harmonique de l'inductance propre d'une phase. Ceci traduit la variation avec Δ, de l'effet de filtrage qu'opère le bobinage sur le flux magnétique dans la machine électrique.

Enfin, remarquons surtout qu'il est assez délicat de tirer dès maintenant des règles pour la conception du bobinage de la machine. Ceci est dû à l'absence de règles établies pour la conception des bobinages des machines polyphasées. Cependant, lorsque nous projetterons ces résultats dans le référentiel de Concordia, nous verrons que la notion de machine fictive apporte une aide précieuse pour dégager de telles règles.

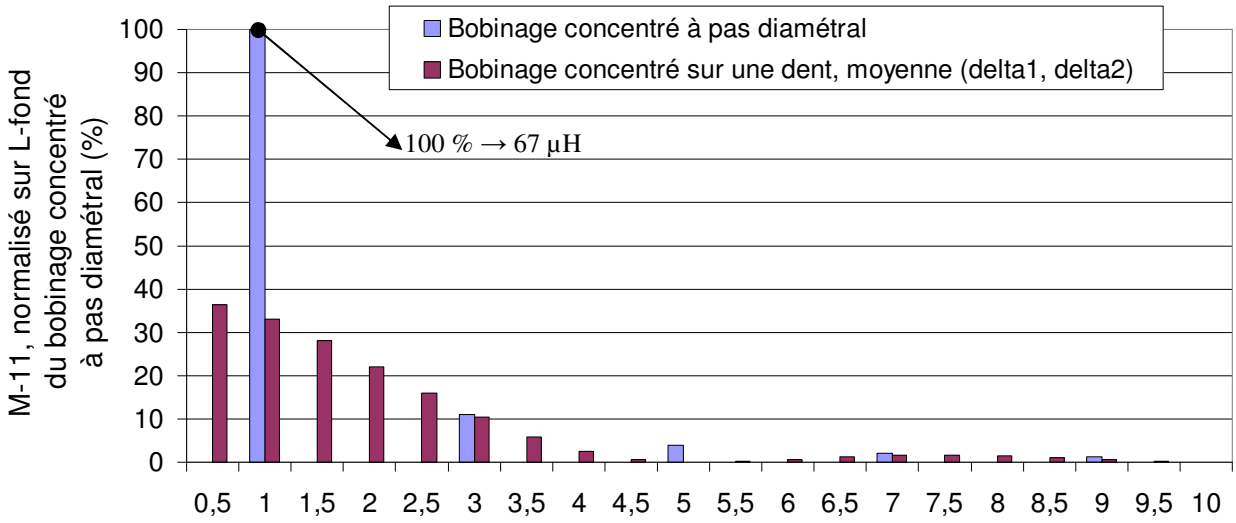


Figure 12 : *Décomposition harmonique, dans le repère électrique, de l'inductance propre d'une phase de la machine 7-phases ; comparaison entre le bobinage réel, concentré sur une dent, et un bobinage concentré à pas diamétral*

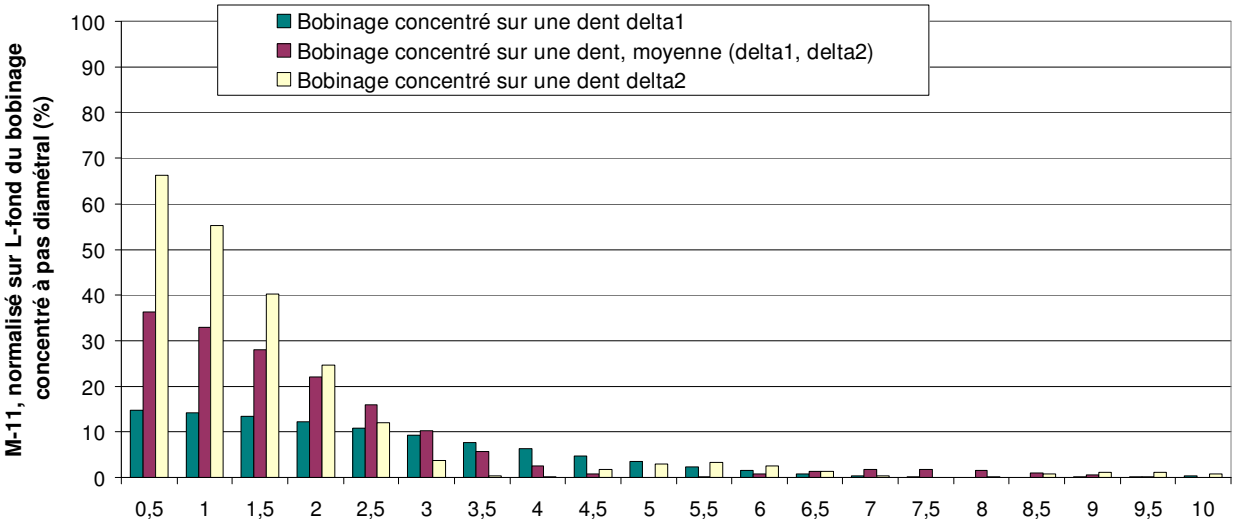


Figure 13 : *Décomposition harmonique, dans le repère électrique, de l'inductance propre d'une phase de la machine 7-phases ; cas du bobinage concentré sur une dent, pour différents angles* ⌟

2.1.1.4. Prise en compte de la saturation des matériaux magnétiques

Avec le modèle que nous sommes en train de développer, nous avons établi que la prise en compte des effets de saturation des matériaux magnétiques, qui tendent à s'éloigner des hypothèses qui fixent le cadre de validité du modèle, pouvait se faire dans une certaine mesure à travers l'évolution des paramètres du modèle. On sait en effet que de tels effets conduisent à l'augmentation de la réluctance vue par les bobinages électriques, et donc à la diminution des valeurs d'inductances. Cependant, la saturation des matériaux magnétiques n'est généralement pas uniforme, et même si on comprend bien que globalement, la valeur des termes de la matrice (5) tend à diminuer avec le déplacement du point de fonctionnement de la machine vers des états de saturation magnétique élevée, on ne peut a priori pas savoir comment cette matrice va évoluer en fonction des saturations locales de la structure magnétique. C'est donc aussi à travers la prise en compte des effets de réluctance variable, induits par des saturations magnétiques locales (ou pas), que se fera la prise en compte de la saturation des matériaux magnétiques.

2.1.1.5. Prise en compte de l'effet de réluctance variable

Dans la partie précédente, nous avons supposé un entrefer constant pour le calcul des termes de la matrice des inductances statoriques. Cependant, la géométrie particulière de la structure magnétique, conjuguée à son utilisation dans des zones saturées, peut entrainer une modulation de la fonction de perméance superficielle d'entrefer. L'objectif ici est d'observer l'effet que peut avoir ce genre de modulation sur les inductances de la machine étudiée.

L'approche que nous allons mener ici est différente de l'approche précédente, menée pour les calculs à entrefer constant. Elle repose sur l'extension de la théorie des fonctions de bobinages au cas des machines à entrefer variable développée dans [97]. Ces travaux reprennent ceux de [95]-[96], qui traitent le cas d'une machine asynchrone triphasée. Dans [97], une modification majeure est apportée par rapport à [95]-[96]. Cette modification garantit la symétrie de la matrice des inductances statoriques exprimée dans le référentiel naturel, quelque soit la distribution de la fonction de perméance d'entrefer. Le développement des résultats donnés dans [97] repose sur l'hypothèse que la perméabilité des matériaux magnétiques est infinie.

Le développement de ce type de calcul, pour une machine polyphasée, n'existant pas dans la littérature, nous proposons ici d'étendre cette théorie au cas de la machine synchrone 7-phases étudiée.

Considérons une fonction perméance d'entrefer $\mathrm{P}(\theta_m,\alpha)$, proportionnelle à l'inverse de l'entrefer magnétique. En chaque point de l'entrefer, caractérisé par une position angulaire α, cette fonction dépend de la position θ_m de l'inducteur. Étant périodique on l'exprime sous la forme d'une série de Fourier.

Pour le calcul de l'inductance mutuelle entre deux phases t et m, on reprend de [97] la relation suivante :

$$\mathrm{M}_{m,t}=\frac{2\pi\,\mathrm{DL}}{2}\left\langle \mathrm{P}(\theta_m,\alpha)\mathrm{K}_{\mathrm{t}}^{'}(\alpha)\mathrm{K}_{\mathrm{m}}^{'}(\alpha)\right\rangle-\frac{2\pi\,\mathrm{DL}}{2}\frac{\left\langle \mathrm{P}(\theta_m,\alpha)\mathrm{K}_{\mathrm{t}}^{'}(\alpha)\right\rangle\left\langle \mathrm{P}(\theta_m,\alpha)\mathrm{K}_{\mathrm{m}}^{'}(\alpha)\right\rangle}{\left\langle \mathrm{P}(\theta_m,\alpha)\right\rangle} \qquad \textbf{(32)}$$

Dans (32), $\mathrm{K}_{\mathrm{t}}^{'}(\alpha)$ et $\mathrm{K}_{\mathrm{m}}^{'}(\alpha)$ sont les fonctions de bobinages des phases t et m (17). Elles sont redéfinies, selon [97], sans leur imposer que leur moyenne soit nulle, tel qu'indiqué sur la Figure 14 (courbe rouge). Aussi, dans (32), $\langle f\rangle$ est défini comme la moyenne de f sur la période mécanique (2π) :

$$\langle f\rangle=\frac{1}{2\pi}\int_{-\pi}^{+\pi}f(\alpha)\,d\alpha \qquad \textbf{(33)}$$

A noter qu'au vu de la disposition des enroulements dans la machine étudiée, le produit $\mathrm{K}_{\mathrm{t}}^{'}(\alpha)\mathrm{K}_{\mathrm{m}}^{'}(\alpha)$ est toujours nul. Ceci simplifie le calcul de (32), développé en annexe-A5.

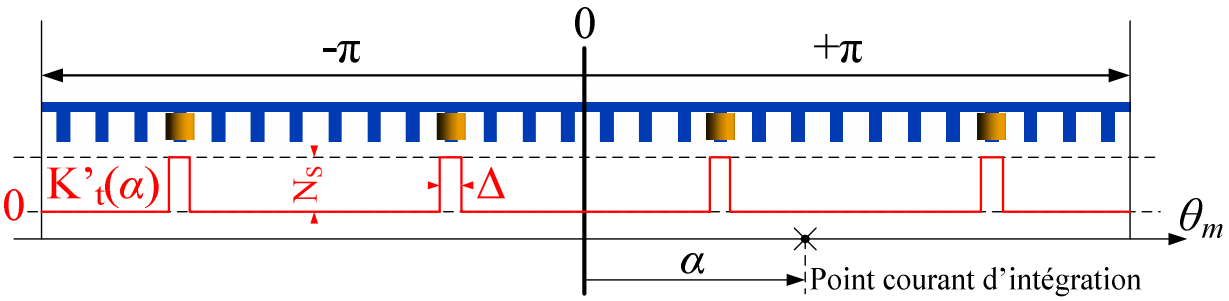


Figure 14 : *Schéma pour le calcul des inductances de la machine 7-phases étudiée*

Après calcul (cf. Annexe-A5, avec $P(\theta_m,\alpha)=P_0+\gamma P_0\cos(h(\alpha-\theta_m+\theta_{m0}))$), on obtient pour les termes non nuls de (32) :

$$\left\langle P(\theta_m,\alpha)K_t'(\alpha)\right\rangle = \frac{2\Delta P_0 N_S}{\pi}+\frac{2\gamma P_0 N_S}{\pi h}\sin\left(h\frac{\Delta}{2}\right)\cos(h(-\theta_m-(t-1)\delta_{Ph}+\theta_{m0}))\left(\cos\left(h\frac{2\pi}{p}\right)+\cos\left(3h\frac{2\pi}{p}\right)\right) \quad (34)$$

On calcule maintenant la moyenne sur une période mécanique de $P(\theta_m,\alpha)(K_t'(\alpha))^2$:

$$\left\langle P(\theta_m,\alpha)(K_t'(\alpha))^2\right\rangle = \frac{2\Delta P_0 N_S^2}{\pi}+\frac{2\gamma P_0 N_S^2}{\pi h}\sin\left(h\frac{\Delta}{2}\right)\cos(h(-\theta_m-(t-1)\delta_{Ph}+\theta_{m0}))\left(\cos\left(h\frac{2\pi}{p}\right)+\cos\left(3h\frac{2\pi}{p}\right)\right) \quad (35)$$

Dans (34) et (35), γ est une constante. θ_{m0} est la position initiale de l'inducteur.

On peut donc maintenant à partir de l'expression (32), et connaissant (34) et (35), calculer chaque terme de la matrice des inductances statoriques définie dans le référentiel naturel, en prenant en compte un harmonique particulier de la fonction de perméance. Déjà à ce niveau, on imagine assez facilement la lourdeur des calculs et la difficulté de mettre en évidence des éléments guidant la conception.

Concernant l'identification de la matrice inductance, chaque terme dépend à présent de la position du rotor, et on reprend ainsi la notation générale $[L_{SS}(\theta,i_F,\vec{i}_S^{N_{Ph}})]$ [12,13] pour dénommer cette matrice. Cette caractéristique pose un problème majeur pour l'indentification du modèle de la machine : on montre en effet que l'identification complète du modèle doit être menée pour chaque position du rotor. De plus, l'état magnétique de la machine tend à faire évoluer la fonction de perméance d'entrefer. Il faut donc considérer une identification pour tous les états magnétiques et à toutes les positions ; c'est un travail très long. Le référentiel naturel de la machine semble donc mal adapté à l'identification du modèle. Nous verrons que les expressions des éléments inductifs dans le référentiel de Concordia permet de dégager des conclusions plus intéressantes.

2.1.1.6. Bilan sur le modèle analytique de la machine 7-phases dans le référentiel naturel

On dispose à présent d'une modélisation de la machine 7-phases étudiée, établie dans son référentiel naturel. Celle-ci permet une estimation des inductances de la machine, en considérant soit une fonction de perméance constante, soit une fonction de perméance variable. C'est un élément important pour la

[12] Rappelons que la position du rotor est notée θ_m dans le repère mécanique ou $\theta=p\theta_m$ dans le repère électrique. Bien qu'on établisse les calculs d'inductance dans le repère mécanique (car la période mécanique est la plus grande période observable), dans la pratique, on utilise le repère électrique pour écrire les termes de la matrice des inductances. C'est ce même principe qui a abouti à la notion de « sous-harmoniques » utilisée dans les précédents calculs analytiques d'inductance, menés sans prendre en compte les effets de perméance variable.

[13] On rappelle qu'on avait abandonné cette écriture générale, dans le premier chapitre, au profit de $[L_{SS}(i_F,\vec{i}_S^{N_{Ph}})]$, indépendant de la position, et seul cas traité dans la littérature.

conception, mais aussi pour la commande, car on cherche généralement dans ce cas à estimer les constantes de temps électriques du modèle. Or, celles-ci sont calculées à partir des paramètres inductifs.

Cependant, des difficultés apparaissent lorsqu'on travaille dans le référentiel naturel : d'une part, pour dégager des règles générales de conception des bobinages, et d'autre part, pour l'identification complète du modèle. On propose donc de projeter le problème dans le référentiel de Concordia généralisé afin de proposer des outils qui aident à lever ces difficultés.

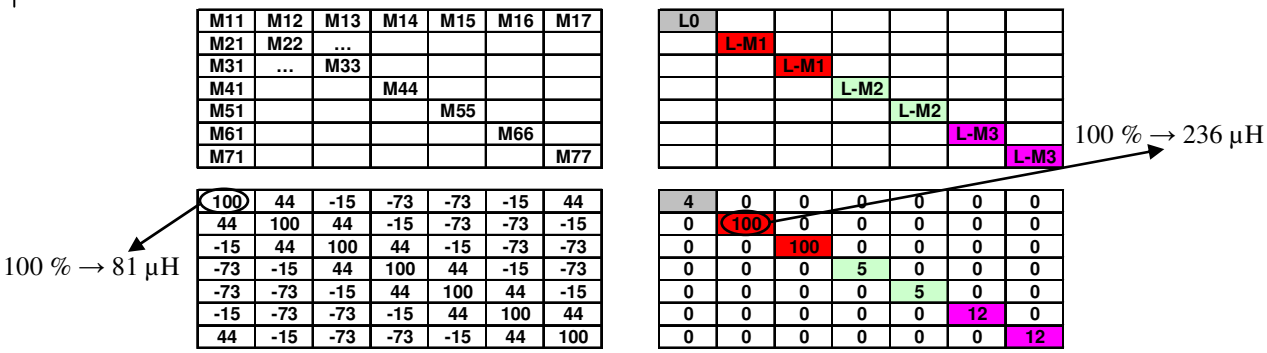
2.1.2 : Projection du problème dans le référentiel de Concordia généralisé

2.1.2.1. Analyse harmonique sur la matrice inductance en négligeant saturation et réluctance variable

Dans cette partie, nous proposons de projeter les résultats issus de la modélisation réalisée dans le référentiel naturel, vers le référentiel de Concordia. Ceci permet d'aider l'analyse de la machine 7-phases, pour sa rétro-conception, en vue de la commande.

Commençons par reprendre la comparaison faite par la Figure 12 et la Figure 13, entre le bobinage concentré à pas diamétral de référence et le bobinage concentré sur une dent de la machine étudiée. Sur ces figures, nous avions décomposé harmoniquement l'inductance propre d'une phase, dans le repère électrique. Cette décomposition avait alors fait apparaître des « sous-harmoniques » de rangs non entiers, dus au bobinage à pas fractionnaire de la machine étudiée. Rappelons que ces sous-harmoniques n'existent pas dans le cas du bobinage concentré à pas diamétral, et gardons ce type de bobinage comme référence. Avec le Tableau 2, nous voyons le genre d'outil qui va nous servir à analyser le bobinage de la machine 7-phases étudiée. Celui-ci donne, sous forme matricielle, le résultat du calcul mené avec (30), pour le calcul des inductances de la machine de référence (avec bobinage concentré à pas diamétral), dans le repère naturel (à gauche), puis la projection[14] de cette matrice (16) dans le référentiel de Concordia (à droite). Dans le référentiel naturel, toutes les valeurs sont normalisées par rapport à l'inductance propre de la machine de référence (= 81 µH → 100 %, déterminé analytiquement avec (30)). Dans le référentiel de Concordia, toutes les valeurs sont normalisées par rapport à l'inductance de la machine fictive M1 (= 236 µH → 100%). Cette normalisation sera utilisée dans les deux cas de bobinage à comparer : bobinage concentré à pas diamétral et bobinage concentré sur une dent.

[14] Pour être rigoureux, c'est le problème entier qui est « projeté » dans un nouvel espace de travail. L'application linéaire qui modélise ce problème est dans ce cas décrite par un nouveau système de coordonnées, caractérisé par la nouvelle matrice exprimée dans le référentiel de Concordia.



M11	M12	M13	M14	M15	M16	M17
M21	M22	…				
M31	…	M33				
M41			M44			
M51				M55		
M61					M66	
M71						M77

L0						
	L-M1					
		L-M1				
			L-M2			
				L-M2		
					L-M3	
						L-M3

100	44	-15	-73	-73	-15	44
44	100	44	-15	-73	-73	-15
-15	44	100	44	-15	-73	-73
-73	-15	44	100	44	-15	-73
-73	-73	-15	44	100	44	-15
-15	-73	-73	-15	44	100	44
44	-15	-73	-73	-15	44	100

4	0	0	0	0	0	0
0	100	0	0	0	0	0
0	0	100	0	0	0	0
0	0	0	5	0	0	0
0	0	0	0	5	0	0
0	0	0	0	0	12	0
0	0	0	0	0	0	12

Tableau 2 : *Matrice des inductances de la machine de référence à bobinage concentré à pas diamétral, et projection dans l'espace de Concordia généralisé*

Examinons maintenant le Tableau 3. Celui-ci donne le même résultat que le tableau précédent, mais pour le cas de la machine étudiée, à bobinage concentré sur une dent. Le tableau est plus grand car nous avons choisi de décomposer les matrices inductance machine fictive par machine fictive. Ceci permet de bien se représenter comment opère la transformation de Concordia, pour la projection des grandeurs périodiques, spatio-temporelles, dans les sous espaces associés aux machines fictives M0 (machine homopolaire), M1, M2 et M3. Avant d'établir la comparaison entre les deux cas de bobinage, détaillons rapidement la façon dont le Tableau 3 est construit.

- A gauche, les matrices correspondent au référentiel naturel, et à droite, au référentiel de Concordia.
- On utilise, pour chaque terme des matrices exprimées dans le référentiel naturel, l'expression (29). Le Tableau 1 est alors utilisé pour associer chaque harmonique entier calculé avec (29), au sous espace propre relatif à chaque machine fictive. De cette façon, chaque harmonique est tour à tour attribué à une machine fictive particulière, fonction du Tableau 1 (le Tableau 4 rappelle la distribution donnée par le Tableau 1, dans le cas de la machine 7-phases).
- On somme alors les harmoniques d'inductances entiers associés aux différentes machines fictives[15].
- Une fois les 4 premières (dans le sens vertical) matrices remplies dans le référentiel naturel, on effectue un sous total, qui ne tient pas compte des sous-harmoniques de rang non entiers (ne figurant pas dans le Tableau 1).
- On construit ensuite une matrice qui ne tient compte que des sous-harmoniques.
- On additionne enfin au sous total précédent la contribution de ces sous-harmoniques, pour obtenir la dernière matrice totale. Celle-ci tient donc compte de l'ensemble des sous-harmoniques entiers et non entiers.
- Enfin, la partie droite du Tableau 3 s'obtient en projetant chacune des matrices de la partie gauche dans le référentiel de Concordia. On vérifie implicitement[16] dans un premier temps la distribution par familles, des harmoniques entiers, décrite par le Tableau 1 ; par exemple, on vérifie que les harmoniques 1, 6 et 8, utilisés pour remplir la matrice donnée dans le référentiel naturel des inductances associées à M1, ne contribuent dans le référentiel de Concordia qu'à la valeur des

[15] On utilise à chaque fois que les 3 premiers harmoniques entiers calculés avec (29). Exemple : harmoniques 1, 6 et 8 pour la machine M1 ; cf. Tableau 1.

[16] S'il apparaissait dans la matrice de droite, pour un harmonique donnée, des termes ailleurs que dans les cases associées à la machine fictive considérée, alors la distribution donnée par le Tableau 1 ne serait pas vérifiée.

inductances associées à M1. Pour les harmoniques non entiers, cette notion de distribution par familles d'harmoniques existe aussi (cf. Tableau 4).

Opérons maintenant la comparaison entre les deux types de bobinages. Dans le référentiel naturel, avec la Figure 12, nous avions décrit le bobinage concentré sur une dent moins performant, au premier ordre, que le bobinage à pas diamétral (car il filtre beaucoup plus le fondamental que le bobinage à pas diamétral), et nous nous étions arrêtés là pour l'analyse. Néanmoins, ce genre d'approche, au premier ordre, en ne considérant que l'inductance fondamentale (31), est insuffisante pour la machine polyphasée, voire dangereuse du point de vue de la commande. En effet, reprenons le Tableau 2, et plus particulièrement les inductances associées aux machines secondaire et tertiaire M2 et M3[17]. Celles-ci sont très faibles, surtout en ce qui concerne M3 (seulement 5% de L_{M1}). Or, on définit, en négligeant les fuites magnétiques, les constantes de temps caractéristiques des machines fictives comme le rapport entre les inductances cycliques, associées à ces machines (ici : L_{M0}, L_{M1}, L_{M2} et L_{M3}), et la résistance statorique R_S. Ces constantes de temps sont celles qu'on utilise, lors de la commande, pour définir par exemple la fréquence de la porteuse MLI. Ceci signifie donc que la constante de temps associée à la machine M3 sera 20 fois plus faible que la constante associée à la machine M1. Or, c'est sur cette petite constante de temps qu'il faudra définir la fréquence de la porteuse MLI pour espérer avoir un contrôle correct des trois machines. Si on ne le fait pas, des courants parasites importants peuvent apparaître dans les sous espaces associés à M2 et M3 et perturber très fortement le couple électromagnétique.

Regardons maintenant le cas du bobinage concentré sur une dent. Certes, celui-ci n'offre pas les meilleures performances au premier ordre. Cependant, du point de vue des constantes de temps associées aux machines fictives, ce type de bobinage semble très intéressant. Prenons directement la dernière matrice dans le référentiel de Concordia du Tableau 3. Celle-ci donne la valeur des inductances associées aux machines fictives, normalisées de la même façon que dans le cas précédent. Ces inductances sont identiques, qu'elles soient associées à M1, M2 ou M3, et valent 52% de l'inductance L_{M1} calculée dans le cas du bobinage concentré à pas diamétral. Ceci signifie donc que la constante de temps utilisée pour déterminer la fréquence de la porteuse MLI de cette machine est 10 fois plus élevée que dans le cas précédent. Du point de vue de la commande, ceci est un avantage évident.

Si on cherche maintenant pourquoi ces constantes de temps sont identiques, dans les trois machines fictives M1, M2 et M3, il faut regarder la contribution des sous-harmoniques de rangs non entiers sur la valeur de l'inductance totale. On remarque en effet que ce sont bien ces sous-harmoniques qui contribuent de façon importante à la valeur des inductances associées aux machines fictives et qui rééquilibrent leurs valeurs. On vient donc de montrer un intérêt des bobinages à pas fractionnaire pour les machines polyphasées.

Remarquons aussi que la transformation de Concordia propose une distribution par familles de sous-harmoniques au sein des sous espaces associés aux machines fictives, de la même façon qu'elle le fait pour les harmoniques de rangs entiers. Le Tableau 4 donne la représentation de cette distribution dans le cas de la machine 7-phases. Ce nouveau résultat est propre au cas des machines à bobinages à pas fractionnaire.

Pour conclure sur cette partie, insistons sur la notion de rétro-conception, qui vise à trouver les bons compromis entre conception et commande. Soulignons également qu'une réflexion au premier ordre apparaît insuffisante pour l'étude des machines polyphasées. L'exemple des bobinages à pas

[17] On fait abstraction de la machine homopolaire M0 car on la machine est couplée électriquement.

fractionnaires en est un bon exemple : non optimaux au premier ordre, ils permettent néanmoins une meilleure utilisation des machines fictives, caractérisées par d'autres harmoniques que le fondamental. Enfin, soulignons que la discussion menée jusqu'alors est limitée par des hypothèses simplificatrices. Voyons à présent comment intégrer les nouvelles hypothèses de travail, concernant notamment les effets de réluctance variable.

Inductances calculées avec harmoniques entiers relatifs à M0, dans référentiel naturel : (h7 ; h14 ; h21)							
	1	1	1	1	1	1	1
	1	1	1	1	1	1	1
	1	1	1	1	1	1	1
	1	1	1	1	1	1	1
	1	1	1	1	1	1	1
	1	1	1	1	1	1	1
	1	1	1	1	1	1	1

Projection dans référentiel de Concordia, cas de M0 :							
	3	0	0	0	0	0	0
	0	0	0	0	0	0	0
	0	0	0	0	0	0	0
	0	0	0	0	0	0	0
	0	0	0	0	0	0	0
	0	0	0	0	0	0	0
	0	0	0	0	0	0	0

Inductances calculées avec harmoniques entiers relatifs à M1, dans référentiel naturel : (h1 ; h6 ; h8)							
	29	18	-6	-26	-26	-6	18
	18	29	18	-6	-26	-26	-6
	-6	18	29	18	-6	-26	-26
	-26	-6	18	29	18	-6	-26
	-26	-26	-6	18	29	18	-6
	-6	-26	-26	-6	18	29	18
	18	-6	-26	-26	-6	18	29

Projection dans le référentiel de Concordia, cas de M1 :							
	0	0	0	0	0	0	0
	0	35	0	0	0	0	0
	0	0	35	0	0	0	0
	0	0	0	0	0	0	0
	0	0	0	0	0	0	0
	0	0	0	0	0	0	0
	0	0	0	0	0	0	0

Inductances calculées avec harmoniques entiers relatifs à M2, dans référentiel naturel : (h2 ; h5 ; h9)							
	19	-4	-17	12	12	-17	-4
	-4	19	-4	-17	12	12	-17
	-17	-4	19	-4	-17	12	12
	12	-17	-4	19	-4	-17	12
	12	12	-17	-4	19	-4	-17
	-17	12	12	-17	-4	19	-4
	-4	-17	12	12	-17	-4	19

Projection dans le référentiel de Concordia, cas de M2 :							
	0	0	0	0	0	0	0
	0	0	0	0	0	0	0
	0	0	0	0	0	0	0
	0	0	0	23	0	0	0
	0	0	0	0	23	0	0
	0	0	0	0	0	0	0
	0	0	0	0	0	0	0

Inductances calculées avec harmoniques entiers relatifs à M3, dans référentiel naturel : (h3 ; h4 ; h10)							
	11	-10	7	-2	-2	7	-10
	-10	11	-10	7	-2	-2	7
	7	-10	11	-10	7	-2	-2
	-2	7	-10	11	-10	7	-2
	-2	-2	7	-10	11	-10	7
	7	-2	-2	7	-10	11	-10
	-10	7	-2	-2	7	-10	11

Projection dans le référentiel de Concordia, cas de M3 :							
	0	0	0	0	0	0	0
	0	0	0	0	0	0	0
	0	0	0	0	0	0	0
	0	0	0	0	0	0	0
	0	0	0	0	0	0	0
	0	0	0	0	0	13	0
	0	0	0	0	0	0	13

Somme partielle, référentiel naturel :							
	60	**6**	**-15**	**-16**	**-16**	**-15**	**6**
	6	**60**	**6**	**-15**	**-16**	**-16**	**-15**
	-15	**6**	**60**	**6**	**-15**	**-16**	**-16**
	-16	**-15**	**6**	**60**	**6**	**-15**	**-16**
	-16	**-16**	**-15**	**6**	**60**	**6**	**-15**
	-15	**-16**	**-16**	**-15**	**6**	**60**	**6**
	6	**-15**	**-16**	**-16**	**-15**	**6**	**60**

Somme partielle, référentiel de Concordia :							
	3	**0**	**0**	**0**	**0**	**0**	**0**
	0	**35**	**0**	**0**	**0**	**0**	**0**
	0	**0**	**35**	**0**	**0**	**0**	**0**
	0	**0**	**0**	**23**	**0**	**0**	**0**
	0	**0**	**0**	**0**	**23**	**0**	**0**
	0	**0**	**0**	**0**	**0**	**13**	**0**
	0	**0**	**0**	**0**	**0**	**0**	**13**

Sous harmoniques, référentiel naturel : (h0,5 ; h1,5 ; 2,5 ; … … ; h10,5)							
	76	-21	0	0	0	0	-21
	-21	76	-21	0	0	0	0
	0	-21	76	-21	0	0	0
	0	0	-21	76	-21	0	0
	0	0	0	-21	76	-21	0
	0	0	0	0	-21	76	-21
	-21	0	0	0	0	-21	76

Sous harmoniques, référentiel de Concordia :							
	12	0	0	0	0	0	0
	0	17	0	0	0	0	0
	0	0	17	0	0	0	0
	0	0	0	29	0	0	0
	0	0	0	0	29	0	0
	0	0	0	0	0	39	0
	0	0	0	0	0	0	39

Somme totale, référentiel naturel :							
	136	**-15**	**-15**	**-15**	**-15**	**-15**	**-15**
	-15	**136**	**-15**	**-15**	**-15**	**-15**	**-15**
	-15	**-15**	**136**	**-15**	**-15**	**-15**	**-15**
	-15	**-15**	**-15**	**136**	**-15**	**-15**	**-15**
	-15	**-15**	**-15**	**-15**	**136**	**-15**	**-15**
	-15	**-15**	**-15**	**-15**	**-15**	**136**	**-15**
	-15	**-15**	**-15**	**-15**	**-15**	**-15**	**136**

Somme totale, référentiel de Concordia :							
	15	**0**	**0**	**0**	**0**	**0**	**0**
	0	**52**	**0**	**0**	**0**	**0**	**0**
	0	**0**	**52**	**0**	**0**	**0**	**0**
	0	**0**	**0**	**52**	**0**	**0**	**0**
	0	**0**	**0**	**0**	**52**	**0**	**0**
	0	**0**	**0**	**0**	**0**	**52**	**0**
	0	**0**	**0**	**0**	**0**	**0**	**52**

Tableau 3 : *Matrice des inductances de la machine étudiée, à bobinage concentré sur une dent, et projection par machine fictive dans l'espace de Concordia généralisé*

	M0 : machine homopolaire	M1 : machine principale	M2 : machine secondaire	M3 : machine tertiaire
Harmoniques entiers	0 ; 7 ; 14, …	1 ; 6 ; 8, …	2 ; 5 ; 9, …	3 ; 4 ; 10, …
Harmoniques non entiers	3,5 ; 10,5 ; …	2,5 ; 4,5 ; 9,5 ; …	1,5 ; 5,5 ; 8,5 ; …	0,5 ; 6,5 ; 7,5 ; …

Tableau 4 : *Distribution harmonique par sous espaces propres associés aux machines fictives dans le cas de la machine 7-phases ; cas des sous-harmoniques de rangs entiers et non entiers*

2.1.2.2. Prise en compte de la saturation des matériaux magnétiques

De la même façon que pour la modélisation dans le référentiel naturel, on considère que la prise en compte des effets de saturation des matériaux magnétiques se fait dans le nouveau référentiel de travail à travers la variation des paramètres du modèle. Ce principe est en effet indépendant de la façon de représenter le modèle.

On rappelle aussi que des saturations locales peuvent induire une variation de la perméance d'entrefer. La prise en compte de l'effet de réluctance variable permet donc aussi de caractériser d'une certaine manière la saturation des matériaux magnétiques.

2.1.2.3. Prise en compte de l'effet de réluctance variable

Pour prendre en compte l'effet de variation de perméance d'entrefer sur le calcul des termes de $[L_{SS}(\theta, i_F, \vec{i}_S^{N_{Ph}})]$, on utilise maintenant l'expression (32). Celle-ci a été définie dans le référentiel naturel. On propose de projeter les résultats obtenus à partir de ce modèle analytique dans le référentiel lié à la commande : le référentiel de Park.

Jusqu'ici, nous n'avons pas discuté de la distinction entre repères de Concordia et repères de Park. Nous avons en effet fait le choix, pour ne pas alourdir les explications, de ne distinguer que deux référentiels : naturel et de Concordia. Dans le cas triphasé, une fois le problème projeté depuis le référentiel naturel, vers le référentiel de Concordia, on utilise aussi généralement une rotation, pour simplifier le contrôle des grandeurs électriques. Dans le cas polyphasé, ce genre d'opération reste tout à fait possible, et conserve les mêmes avantages que dans le cas triphasé. La différence entre le cas triphasé et le cas polyphasé est que la définition de plusieurs machines fictives, chacune caractérisée par sa famille propre d'harmonique, implique que le passage des repères de Concordia à deux dimensions (α, β) associés aux machines fictives, vers les repères de Park (d, q), se fait à l'aide de plusieurs rotations ; une rotation par machine fictive diphasée. Dans le cas précédent, où on ne prenait pas en compte les effets de réluctance variable, les paramètres inductifs étaient identiques, qu'ils soient exprimés dans le référentiel de Concordia ou dans le référentiel de Park. Les rotations utilisées pour passer de l'un à l'autre n'affectant pas les termes qui ne dépendent pas de la position du rotor. Pour cette raison, nous n'avons travaillé que dans le référentiel de Concordia. Ici, nous ferons la distinction entre ces deux référentiels.

On considère trois calculs successifs des termes de $[L_{SS}(\theta, i_F, \vec{i}_S^{N_{Ph}})]$, établis dans le référentiel naturel de la machine. Les tableaux suivants : Tableau 5, Tableau 6 et Tableau 7 servent à visualiser les résultats de la projection dans les référentiels de Concordia (a), et de Park (b), des termes inductifs calculés, dans

le référentiel naturel, à partir du modèle analytique (32). Avant de détailler davantage ces résultats, voyons brièvement à quoi correspondent ces trois calculs :

- Le premier calcul (Tableau 5) correspond à une fonction de perméance constante, c'est-à-dire à $\gamma = 0$ dans l'expression de la fonction de perméance (34)-(35). Pour ce calcul, $P_0 = 1$.
- Le deuxième calcul (Tableau 6) correspond à une fonction de perméance caractérisée par un harmonique de période identique au fondamental des grandeurs électriques ($h = 8 = p$ dans (34)-(35)). Cet harmonique n'est pas classique dans les calculs d'inductance qui prennent en compte l'effet de perméance variable [73]. Il correspond en effet typiquement à une dissymétrie entre les pôles magnétiques (nord et sud) de l'inducteur. Une telle dissymétrie n'est généralement pas liée à la géométrie de la machine. Le plus souvent, elle n'existe donc pas naturellement et c'est pour cette raison que cet harmonique de la fonction de perméance est souvent ignoré. Par contre, dans le cas de saturations locales, de telles dissymétries peuvent apparaître. Dans notre cas, une étude expérimentale préalable de la forme des termes de $[L_{SS}(\theta, i_F, \vec{i}_S^{N_{Ph}})]$ (cf. Annexe-A4) montre que cet harmonique agit sensiblement sur l'allure des inductances de la machine, surtout lorsque la machine est saturée. C'est la raison pour laquelle on cherche ici à en étudier l'influence. Pour ce calcul, $P_0 = 0$ et $\gamma P_0 = 1$, afin de ne faire apparaître que les effets de perméances variable. On considère en outre la position initiale de l'inducteur $\theta_{m0} = \pi$ (cf. définition de la fonction de perméance en annexe-A5). Avec ce choix, on considère une inductance plus faible dans l'axe direct que dans l'axe en quadrature. Cette situation peut être due à des saturations locales importantes suivant l'axe direct. Ceci permet de rejoindre les résultats d'identification expérimentale que nous allons donner à la fin de ce deuxième chapitre.
- Enfin, le troisième calcul (Tableau 7) traite le cas de l'harmonique de rang 2 de la fonction de perméance, exprimée dans le repère électrique ($h = 16 = 2p$ dans (34)-(35)). Celui-ci correspond au cas classiquement traité lors des approches au premier ordre pour les calculs d'inductance avec prise en compte des effets de perméance variable. Il correspond en effet à une variation de la réluctance liée à la géométrie de l'inducteur, pour des pôles magnétiques parfaitement symétriques. On supposera aussi pour ce calcul : $P_0 = 0$, $\gamma P_0 = 1$ et $\theta_{m0} = \pi$.

Nous avons défini trois machines fictives pour la machine 7-phases couplée en étoile. Or, il faut pour chaque machine fictive, effectuer une rotation différente (trois au total) pour passer des repères de Concordia aux repères de Park. Les rotations de Park se font à la pulsation d'un harmonique attenant à la machine fictive considérée (cf. Tableau 1). Au vu de ce tableau, on choisit de travailler avec les harmoniques de rang 1, 2 et 3 ; c'est-à-dire avec le premier harmonique de chaque famille associée aux machine M1, M2 et M3. Ainsi, la matrice de rotation globale, de dimension 7, qui sert à passer de référentiel de Concordia à référentiel de Park dans le cas 7-phases, est définie ici par :

$$[R_7]=\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \cos(\theta) & \sin(\theta) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \cos(2\theta) & -\sin(2\theta) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \cos(2\theta) & \sin 2(\theta) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \cos(3\theta) & -\sin(3\theta) \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \cos(3\theta) & \sin(3\theta) \end{bmatrix} \quad \textbf{(36)}$$

Examinons maintenant tour à tour les résultats donnés dans le Tableau 5, le Tableau 6 puis le Tableau 7 :

- Avec le Tableau 5, on cherche à retrouver des résultats comparables au cas des calculs menés lorsqu'on néglige les effets de perméance variable (cf. (29) et Tableau 3). Or, comme dans le cas précédent, la matrice des inductances statoriques est bien parfaitement diagonalisée une fois projetée dans le référentiel de Concordia généralisée. Cette matrice ne présente pas de différence entre les valeurs d'inductances cycliques liées aux trois machines fictives diphasées M1, M2 et M3. Enfin, l'inductance homopolaire, calculée au premier ordre avec le Tableau 3 vaut environ 30 % des autres inductances liées aux machines M1, M2 et M3. Les résultats donnés par le Tableau 5 concordent donc bien avec le premier modèle (Tableau 3). Notons que pour faciliter l'analyse des résultats, nous avons choisi de normaliser toutes les valeurs par rapport aux inductances cycliques des machines fictives, qui valent chacune 128 µH avec le calcul analytique réalisé ici, soit 100 % sur le Tableau 5.
- Traitons maintenant le cas des variations de la fonction de perméance (Tableau 6 et Tableau 7[18]). Comme dans le cas précédent, les valeurs numériques ont été normalisées par rapports aux inductances cycliques calculées lorsque l'entrefer est supposé constant. Pour simplifier la lecture des matrices, une seule moitié a été remplie. Néanmoins, les calculs montrent que leur symétrie est conservée lorsque l'on prend en compte les variations d'entrefer. Avec le Tableau 6 et le Tableau 7, on observe plusieurs choses essentielles. Tout d'abord, l'analyse dans le référentiel de Concordia (a) montre que les termes de la matrice exprimée dans ce référentiel sont dépendants de la position du rotor. Ensuite, selon l'harmonique pris en compte pour l'onde de la fonction de perméance, différents couplages entre les machines fictives peuvent apparaître. En outre, des couplages apparaissent aussi au sein même des sous espaces diphasés auxquels les machines fictives sont associées. Cependant, on observe que les rotations de Park (b) aident à découpler à nouveau le problème. Certains couplages disparaissent totalement, et d'autres sont réduits à des termes qui ne dépendent plus de la position θ.

Avec ces calculs, on montre donc que les modèles des machines polyphasés qui utilisent le concept multimachine, et établis grâce à une matrice des inductances parfaitement diagonalisée (16) n'est plus rigoureusement valable ici. En effet, un couplage magnétique subsiste lorsque les effets de perméance sont pris en compte. Vu le Tableau 6 et le Tableau 7, ces couplages semblent importants en proportion et ne semblent donc pas pouvoir être négligés. Cependant, on rappelle que les calculs ont été réalisés pour $\gamma P_0 = 1$, lorsque les calculs du Tableau 5 ont été réalisés pour $P_0 = 1$. C'est-à-dire que l'on a considéré une variation de l'entrefer importante, de 100 % par rapport à l'entrefer moyen. On peut se rapprocher de ce

[18] Chaque case de ces tableaux est décomposée en trois parties par des traits pointillés. Pour recomposer les termes inscrits dans les cases, il faut lire de haut en bas, en additionnant la partie continue à une éventuelle partie variable.

cas limite avec une machine à réluctance variable pure, mais cela semble peu probable pour la machine étudiée, pour laquelle la variation d'entrefer est juste une perturbation. L'impact des résultats du Tableau 6 et du Tableau 7 sont donc à pondérer par rapport à ceux du Tableau 5. Des mesures expérimentales d'inductance réalisées en annexe-A4, dans le référentiel naturel de la machine, permettent d'estimer ce coefficient pondérateur, autour de 20 % dans un cas défavorable (pour un état fortement saturé de la structure magnétique, qui induit une variation importante de l'inductance propre mesurée). En outre, on remarque qu'il est préférable d'établir la modélisation dans le référentiel de Park, plutôt que dans celui de Concordia, puisqu'une part des couplages disparaît, notamment entre les axes d et q d'une même machine fictive.

Notre objectif est de définir des modèles du système alterno-démarreur en vue de sa commande. Pour cela, nous avons choisi de garder un modèle simple, qui s'appuie sur un modèle de connaissance dont la plage de validité est limitée par certaines hypothèses simplificatrices. De cette façon, on garde des structures de commande simples et faciles à implanter. Ici, on montre une part de l'erreur commise lorsque la machine réelle ne répond pas parfaitement à ces hypothèses. Nous choisissons néanmoins, d'accepter un part d'erreur de modélisation et espérons pouvoir rejeter les perturbations induites grâce à une commande adaptée. Par conséquent, nous ne considèrerons donc, ni les variations des paramètres inductifs en fonction de la position du rotor, ni les couplages entre les machines fictives. Cependant, pour tenir compte dans une certaine mesure des effets de réluctance variable, il est facile de différencier les paramètres inductifs suivant les axes d et axes q (dans les repères de Park). Ceci n'alourdit pas le travail de la commande, et permet de compenser une part des erreurs de modélisation. L'expression (37) donne la façon dont on caractérise le nouveau modèle. Dans ce nouveau modèle de commande, c'est donc à travers les différences entre les inductances suivant les axes d et q qu'on tiendra compte des effets de réluctance variable, liés ou non à des saturations locales.

100 % → 128 µH

32	0	0	0	0	0	0
0	100	0	0	0	0	0
0	0	100	0	0	0	0
0	0	0	100	0	0	0
0	0	0	0	100	0	0
0	0	0	0	0	100	0
0	0	0	0	0	0	100

(a)

32	0	0	0	0	0	0
0	100	0	0	0	0	0
0	0	100	0	0	0	0
0	0	0	100	0	0	0
0	0	0	0	100	0	0
0	0	0	0	0	100	0
0	0	0	0	0	0	100

(b)

Tableau 5 : *Matrice des inductances dans les référentiels de Concordia (a) et de Park (b) ; cas d'une fonction de perméance constante*

	0	0				
0	-66× cos(8θ)	+66× sin(8θ)	0	0	0	0
	-15	0	0	0		
	-15× cos(2θ)	+15× sin(2θ)	-47× cos(θ)	+47× sin(θ)	0	0
	0	-15	0	0		
	+15× sin(2θ)	+15× cos(2θ)	-47× sin(θ)	-47× cos(θ)	0	0
					0	0
			0	0	-47× cos(θ)	+47× sin(θ)
					0	0
			0	0	-47× sin(θ)	-47× cos(θ)
					0	0
					+47× cos(θ)	-47× sin(θ)
					0	0
					-47× sin(θ)	+47× cos(θ)

(a)

0	-66	0	0	0	0	0
	-30	0	-47	0	0	0
	0	0	0	-47	0	0
			0	0	-47	0
			0	0	0	-47
					0	0
					-47× cos(7θ)	-47× sin(7θ)
					0	0
					-47× sin(7θ)	+47× cos(7θ)

(b)

Tableau 6 : *Matrice des inductances dans les référentiels de Concordia (a) et de Park (b) ; cas d'une fonction de perméance variable modulée par un harmonique 1 dans le repère électrique*

			0	0		
0	0	0	-39× cos(2θ)	+39× sin(2θ)	0	0
	0	0			0	0
	-39× cos(2θ)	+39× sin(2θ)	0	0	-39× cos(2θ)	+39× sin(2θ)
	0	0			0	0
	+39× sin(2θ)	+39× cos(2θ)	0	0	-39× sin(2θ)	-39× cos(2θ)
			-10	-10	0	0
			-10× cos(4θ)	+10× sin(4θ)	-39× cos(2θ)	-39× sin(2θ)
			-10	-10	0	0
			+10× sin(4θ)	+10× cos(4θ)	-39× sin(2θ)	+39× cos(2θ)
					0	0
					0	0

(a)

0	0	0	-54	0	0	0
	-39	0	0	0	-39	0
	0	+39	0	0	0	-39
			-20		0	0
					-39× cos(7θ)	-39× sin(7θ)
					0	0
				0	-39× sin(7θ)	+39× cos(7θ)
					0	0
					0	0

(b)

Tableau 7 : *Matrice des inductances dans les référentiels de Concordia (a) et de Park (b) ; cas d'une fonction de perméance variable modulée par un harmonique 2 dans le repère électrique*

$$\begin{bmatrix} L_0 & - & - & - & - & - & - \\ - & L_{M1d} & - & - & - & - & - \\ - & - & L_{M1q} & - & - & - & - \\ - & - & - & L_{M2d} & - & - & - \\ - & - & - & - & L_{M2q} & - & - \\ - & - & - & - & - & L_{M3d} & - \\ - & - & - & - & - & - & L_{M3q} \end{bmatrix} = [R_7][C_7][L_{SS}(i_F, \vec{i}_S^{N_{Ph}})][C_7]^{-1}[R_7]^{-1} \quad (37)$$

2.1.3 : Modèles de commande de l'alterno-démarreur 7-phases ; représentation par le formalisme REM

Depuis le début de ce deuxième chapitre, nous avons proposé une modélisation de l'alterno-démarreur 7-phases. Cette modélisation est indépendante du mode de représentation ; qu'importe le référentiel de travail utilisé (naturel ou de Concordia), le modèle est le même. Cependant, selon l'une ou l'autre de ces façons d'organiser le modèle, il est plus ou moins facile de réfléchir sur la conception ou la commande. Ici, l'objectif est de proposer un nouveau type de représentation, en utilisant le formalisme REM. Nous allons voir comment utiliser ce formalisme pour décrire la chaine énergétique du système étudié de deux façons différentes : selon qu'on travaille dans le référentiel naturel ou dans le référentiel de Concordia. Ce nouveau mode de représentation sera ensuite utilisé pour définir la structure de commande de l'alterno-démarreur. La REM est en effet un outil particulièrement bien adapté pour décrire les modèles de commande des systèmes énergétiques, afin d'en dégager des structures de commande.

2.1.3.1. Modèle de commande dans le référentiel naturel

La transcription au formalisme REM du modèle de commande de l'alterno-démarreur 7-phases, décrit dans le référentiel naturel, est directement traitée par la Figure 2. Cette représentation est relativement simple à obtenir (cf. Annexe-A2). Cependant, elle présente un défaut majeur : elle ne permet pas de définir facilement la commande du système. En effet, si la définition d'une structure de commande par inversion est très simple à trouver à partir de ce schéma REM, il n'empêche que le contenu des blocs de ce schéma est complexe (avec de nombreux couplages internes et de lois non bijectives à cause des éléments d'accumulations d'énergie). L'inversion de ces blocs, pour la mise en œuvre de la commande, est donc difficile.

Ce modèle de commande est donc bien adapté aux commandes qui ne nécessitent que d'imposer les tensions de l'onduleur sans opérer d'asservissement des courants de phases. Le contrôle des grandeurs de sortie peut dans ce cas être réalisé par le réglage du courant d'excitation et de l'angle d'amorçage des bras d'onduleur. On utilise donc dans ce cas peu d'éléments de réglage pour optimiser la forme des grandeurs à contrôler.

2.1.3.2. Modèle de commande dans le référentiel de Concordia généralisé

Pour représenter le modèle de l'alternateur 7-phases dans le référentiel de Concordia généralisé en utilisant le formalisme REM, on peut réutiliser la Figure 3. On la réadapte alors à notre cas, pour faire apparaître le circuit d'excitation. Le courant i_F interagit alors pour la conversion électromécanique, au sein des trois machines fictives M1, M2 et M3 (Figure 15).

Le jeu d'équations associé à ce modèle est identique au précédent, sauf que la matrice des inductances a été diagonalisée, pour découpler le problème. Une fois le problème projeté dans cet espace de découplage, la commande par inversion est réalisée par des opérations beaucoup plus simples et plus efficaces que dans le cas précédent. Ce modèle est donc particulièrement bien adapté pour les commandes qui utilisent un asservissement des courants statoriques.

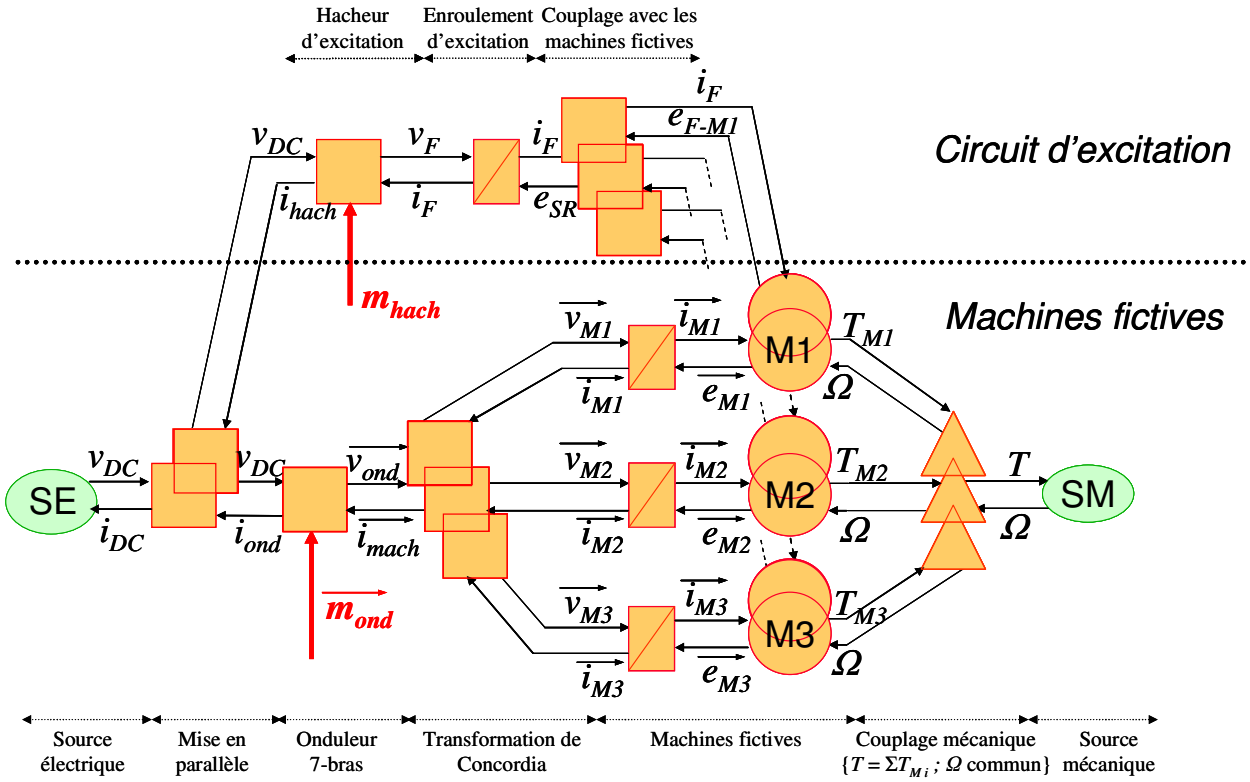


Figure 15 : *Modélisation par le formalisme REM de l'alterno-démarreur 7-phases couplé en étoile, dans le référentiel de Concordia généralisé*

2.1.3.3. Bilan sur les paramètres à déterminer pour la commande

Que le modèle de l'alternodémarreur soit exprimé dans le référentiel de la machine ou dans le référentiel de Concordia généralisé, on cherche pour chacune des représentations du modèle à exprimer les paramètres caractéristiques qui leurs sont associés. Ces paramètres serviront lors de la commande de la machine. On se concentre ici essentiellement sur les paramètres électriques, qui sont :

- Les constantes de temps caractéristiques du modèle électrique. Celles-ci s'expriment en utilisant :
  - La résistance statorique R_S. Elle s'exprime de la même façon dans les deux référentiels.
  - Les termes de la matrice des inductances statoriques. Leur expression est différente selon le référentiel dans lequel on travaille.
- Les forces électromotrices de la machine. D'une part, celles-ci sont vues dans les modèles de commande comme des perturbations pour l'asservissement des courants statoriques. D'autre part, elles servent à l'estimation du couple électromagnétique.

Une bonne connaissance de ces paramètres doit permettre de définir des structures de commande simples et robustes.

2.2. Analyse de la conception de la machine 7-phases dans le référentiel de Concordia

Dans la partie précédente, nous avons illustré une propriété essentielle de la transformation de Concordia généralisée : la répartition par famille d'harmoniques des différentes grandeurs périodiques spatio-temporelles au sein des sous espaces définis par cette transformation. Pour conclure sur ce sous chapitre 2.1, on souhaite pousser plus loin la notion de machine fictive et de répartition par familles d'harmoniques pour une analyse de la structure de la machine 7-phases que nous étudions. L'objectif est de poursuivre l'établissement d'une méthodologie pour la conception des machines polyphasées ayant le même type de structure de bobinage. On veut montrer ici l'importance d'allier les réflexions sur la conception et sur la commande, pour trouver les bons compromis qui permettent d'optimiser l'utilisation de ce type de machine.

Avec la Figure 3, on admet pour l'exemple de la machine 7-phases, que trois machines fictives sont connectées « virtuellement » sur le même arbre mécanique (en négligeant la composante homopolaire). Le couple total est alors la somme des trois couples des trois machines fictives. Poussons maintenant plus loin la notion de machine fictive. Du point de vue de la conception, il faut en effet aussi admettre qu'on puisse agir de façon indépendante sur la conception de « rotors fictifs », et de « bobinages fictifs », grâce au principe de répartition par familles d'harmoniques. Ces rotors, ou bobinages, « fictifs », sont liés à une machine fictive. Ils sont des « artifices mathématiques », qui ne réagissent l'un et l'autre qu'aux harmoniques caractéristiques de la machine fictive associée. Par exemple, le rotor fictif de la machine M1 ne génère que les harmoniques d'induction magnétique 1, 6, 8, etc… (cf. Tableau 1 et Tableau 4). Le bobinage statorique fictif associé ne filtre que ces harmoniques.

On agit sur la conception de ces rotors et bobinages fictifs en travaillant sur le rotor et le bobinage réel. Un rotor réel qui ne crée, par exemple, pas d'harmonique d'induction magnétique de rang 3, répercutera cette propriété sur le rotor fictif de la machine fictive M3.

Reprenons le Tableau 1. Analysons à partir des trois premiers harmoniques 1, 2 et 3, associés respectivement aux machines fictives M1, M2 et M3. Dans le cas de la machine 7-phases, cette approche est équivalente à une réflexion « au premier harmonique », souvent utilisée dans le cas d'une machine triphasée. En effet, on analyse maintenant machine fictive par machine fictive, et dans cet exemple, chacune est caractérisée par un harmonique unique.

Commençons par discuter du rotor des machines fictives. Le rotor fictif de la machine M1 est caractérisé par le fondamental : il tourne à la vitesse du rotor réel Ω, et il est source du fondamental du flux d'excitation. Le rotor fictif de la machine M2 tourne à la même vitesse. Cependant, il est source de l'harmonique de rang 2. La réflexion est identique pour le rotor fictif de la machine M3, tournant toujours à la même vitesse, mais à l'origine de l'harmonique de rang 3.

Revenons alors sur le rôle du bobinage statorique. Dans le cas triphasé, celui-ci a deux fonctions. Dans la mesure où généralement, la puissance utile de la machine est uniquement créée par l'interaction entre le fondamental de fem et le fondamental de courant statorique, on cherche souvent des bobinages qui ont pour première fonction d'atténuer (ou « filtrer ») le moins possible cet harmonique. En d'autres termes, le fondamental du flux d'induction magnétique créé par le rotor doit être utilisé au maximum pour maximiser la puissance de la machine ; c'est la base de la notion de coefficient de bobinage. Les autres

harmoniques du flux d'induction, en revanche, sont souvent considérés comme source de perturbation[19]. Si le rotor est potentiellement source de ces harmoniques perturbateurs, le second rôle du bobinage statorique est donc de les atténuer au maximum. Le bobinage à coefficient de bobinage unitaire est celui qui, par définition, n'a aucune action de filtrage sur le fondamental du flux d'induction créé par le rotor. Le seul bobinage qui permet de le faire rigoureusement est le bobinage concentré à pas diamétral. L'action de filtrage de ce type de bobinage sur les harmoniques pairs est totale (par exemple, un harmonique pair de la fonction d'induction rotorique n'induit pas de fem avec ce type de bobinage). Sur les autres harmoniques de rang k, impairs, le filtrage est, dans ce cas, caractérisé par une tendance décroissante en « $1/k^2$ ». Pour une décroissance plus rapide, sans (quasiment) atténuer le fondamental, on peut utiliser des techniques de bobinages à pas réparti. En résumé, pour une machine triphasée, la liberté d'action est faible pour mener à une conception optimale : il faut en général maximiser l'action du fondamental et minimiser celle de tous les autres harmoniques ; exception faite des harmoniques multiples de 3, qui, en mode normal des machines couplées électriquement, ne posent pas de problème particulier.

Pour une machine polyphasée, il faut revoir ce mode de réflexion. Un plus grand nombre de phases que 3 induit davantage de degrés de liberté, utilisables pour se libérer de contraintes, soit de conception, soit de commande, soit des deux à la fois lorsque cela est possible. Il faut donc comprendre comment utiliser au mieux ces degrés de liberté, et la réflexion dans les sous espaces liés aux machines fictives apporte une aide significative. Reprenons l'exemple de l'alterno-démarreur 7-phases :

On propose, pour illustrer nos propos, de se concentrer dans un premier temps sur le rotor de la machine, sans considérer les phénomènes de réaction magnétique d'induit. On cherche à caractériser harmoniquement le rotor, c'est-à-dire à connaître le contenu harmonique du flux qui peut potentiellement être capté par les bobines statoriques si aucune opération de filtrage n'est opérée. Pour cela, on propose une méthodologie qui repose sur un modèle du rotor, « moyen », sur sa profondeur (axe z, dans la direction de l'axe de la machine).

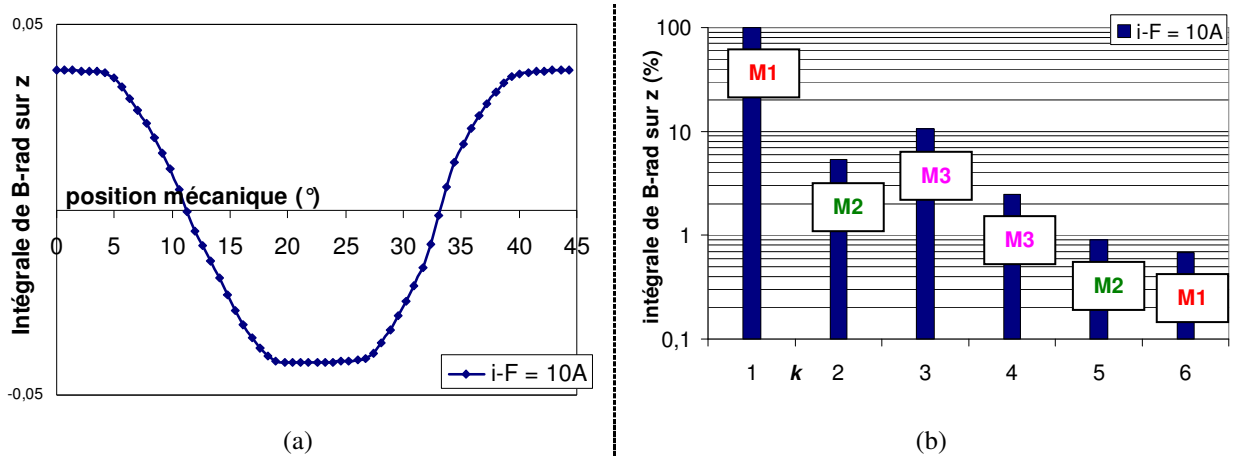
Cette méthodologie est la suivante :

- Avec le logiciel *Code_Carmel*, on définit un modèle numérique de la machine électrique, en utilisant la méthode des éléments finis (cf. Annexe-A3). Ce modèle numérique est particulier : la partie rotorique du modèle est inchangée par rapport au calcul effectué en annexe-A3. Par contre, on choisit de remplacer toute la partie stator de la machine (stator, air, bobinages) par du fer qui a les mêmes caractéristiques que celui qui compose le stator réel. De cette façon, les lignes de flux créées par le rotor sont affectées par la partie statorique partout de la même façon ; il n'y a par exemple aucun effet d'encoche. C'est donc lorsqu'on étudiera le bobinage qu'on réfléchira sur la façon de « creuser » les encoches dans la partie statorique, pour placer les bobinages et ainsi réaliser l'action de filtrage sur le flux créé par le rotor.
- Pour moyenner l'action du rotor sur sa profondeur, on suppose une ligne virtuelle, dans la direction de l'axe de la machine, placée à l'interface entre l'entrefer et la partie statorique, sur la longueur du paquet de tôles du stator. On calcule alors la composante radiale de l'induction $\mathbf{B}_{\mathbf{rad}}$, à une valeur d'excitation donnée, sur des points définis tous les millimètres le long de cette ligne virtuelle.

[19] Sauf l'harmonique de rang 3, dans le cas des machines triphasées couplées électriquement, qui ne perturbe pas le couple ; ni favorablement, ni défavorablement. Les machines caractérisées par un harmonique de rang 3 de fem permettent de repousser naturellement la limite de saturation du bus de tension continu.

L'intégrale de $\mathbf{B}_{rad}$ sur la ligne permet alors de caractériser le rotor, par un modèle moyen sur la profondeur de la machine, pour une excitation donnée, à une position donnée. Un relevé de l'intégrale de $\mathbf{B}_{rad}$ le long de la ligne virtuelle, pour i_F = 10 A, et pour 64 positions du rotor est donné par la Figure 16-(a). Les 64 positions du rotor correspondent au passage d'une paire de pôles (une paire de griffes) sous la ligne virtuelle. Puisque p = 8, les 64 positions s'étendent sur 360/p = 45° mécaniques. La Figure 16-(b) donne le spectre de la décomposition en série de Fourrier de ce signal, pour les 6 premiers harmoniques (*k* varie de 1 à 6). A noter que cet outil est insuffisant pour prévoir l'amplitude du signal avec précision ; l'objectif n'est pas là. On normalise donc le spectre sur le fondamental, qui vaut 100% ; l'échelle en ordonnée est une échelle logarithmique.

L'analyse de la Figure 16-(b) doit être faite en utilisant le Tableau 1. On représente donc ici les deux premiers harmoniques associés respectivement aux machines fictives M1, M2 et M3. Pour une meilleure lecture de cette figure, des étiquettes ont été ajoutées sur l'histogramme pour rappeler l'association de chaque harmonique avec sa machine fictive correspondante.



(a) (b)

Figure 16 : *Intégrale de B_{rad} sur la longueur du paquet de tôles statoriques pour 64 positions du rotor (a), et décomposition en série de Fourrier associée (b)*

Par cette méthode, on prouve ici que le rotor est potentiellement source des harmoniques de flux d'induction 1 à 6, dans des proportions variables. L'induction créée au rotor, filtrée ensuite par les bobinages statoriques, représente l'origine de la création des fem. L'interaction des fem avec les courants sera ensuite à l'origine du couple. La qualité du couple est donc le fruit d'un travail en deux temps : la conception de la machine joue dans un premier temps sur le contenu spectral des fem. Son alimentation, orchestrée par les lois de commande, jouera dans un deuxième temps sur le contenu spectral des courants. L'indépendance par familles, des harmoniques de fem et de courants, offre la possibilité de jouer sur plusieurs harmoniques : certains pour créer du couple, certains pour réduire certaines perturbations (bruit, oscillations du courant sur le bus continu, etc…). C'est la différence majeure avec le cas triphasé, pour lequel on ne travaille qu'avec le premier harmonique ; les autres étant le plus souvent vus comme sources de perturbation.

Dans le cas polyphasé, une conception optimale voudrait donc qu'on commence par identifier quels sont les harmoniques de fem utiles. Chose faite, on cherche alors une topologie de rotor qui favorise leur existence dans des proportions significatives. Une fois ces harmoniques identifiés, la dernière étape est, comme dans le cas triphasé, de minimiser l'impact des autres harmoniques qu'on juge inutiles, car ils sont potentiellement sources de perturbation. Cette dernière étape peut être effectuée, soit dès la conception

du rotor, dont la structure minimise naturellement l'apparition des harmoniques de fem perturbateurs, soit en jouant sur le filtrage de ces harmoniques à l'aide du bobinage statorique. Une fois ce principe assimilé, l'exercice en devient presque académique [16] et ne pose, en principe, pas de difficulté majeure. [17] en est un exemple type, qui traite de la conception d'une machine synchrone 7-phases à flux axial.

Ce cas de conception idéal est cependant très peu compatible avec les contraintes de l'Automobile. La conception du genre de machine qu'on étudie ici est en effet, pour une partie importante, régie par des questions de coût et de facilité de construction. Les degrés de liberté alloués à la conception, pour l'optimisation de tel ou tel harmonique de fem, sont donc peu nombreux, et vient alors le temps des compromis.

Supposons donc que la conception du rotor soit figée pour des contraintes qu'on ne maitrise pas dans notre discussion scientifique. La structure est celle donnée au départ (Figure 6, Figure 9, Figure 10), caractérisée pour chaque valeur de courant d'excitation, par le genre de distribution harmonique donnée par la Figure 16. Reste-t-il d'autres moyens d'optimiser la conception de la machine ? La réponse est vraisemblablement oui, et on en vient donc à l'étude du bobinage de la machine.

Nous l'avons vu, en négligeant les effets de réaction magnétique d'induit, le rôle du bobinage est de filtrer le flux d'induction créé par le rotor. Pour aborder ce point, et in fine décider de ce qu'est un bon ou un mauvais bobinage, il faut tout d'abord répondre à une question : comment juge-t-on qu'un harmonique de fem soit utile ou gênant ? Pour y répondre, on poursuit l'analyse avec l'exemple de la machine étudiée.

Reprenons donc la Figure 16. L'harmonique 1 (le fondamental) du flux d'induction rotorique est évidemment le majorant, c'est le plus important, le plus « utile ». C'est lui qui sert à la création du fondamental de fem, à l'origine pour l'essentiel du couple utile. Nous l'avons déjà évoqué, un bon bobinage est en général un bobinage qui n'atténue pas cet harmonique. Le meilleur de ce point de vue est le bobinage concentré à pas diamétral, dont le coefficient de bobinage est unitaire. Associé au fondamental de fem, il y a l'harmonique de rang 6, dans le même sous espace que le fondamental, associé à la machine M1. En toute rigueur, puisque l'évidence pousse à préférer contrôler le fondamental de courant plutôt que l'harmonique 6, beaucoup plus petit, cet harmonique est qualifié de gênant, puisqu'on ne le contrôlera pas. Il est donc potentiellement source de perturbations. Cependant, vu son rang assez élevé, cet harmonique est naturellement très faible (moins de 1% du fondamental dans notre cas), et on peut donc de façon assez légitime supposer qu'il ne perturbera quasiment pas le système. La machine 7-phases a donc l'avantage d'associer au fondamental, comme harmonique le plus proche, celui de rang 6 ; lorsque la machine triphasé lui associe l'harmonique de rang 2, puis 4 et 5 (cf. Tableau 1). Le contrôle du fondamental se fera donc naturellement sans quasiment aucune perturbation dans le sous espace qui lui est associé.

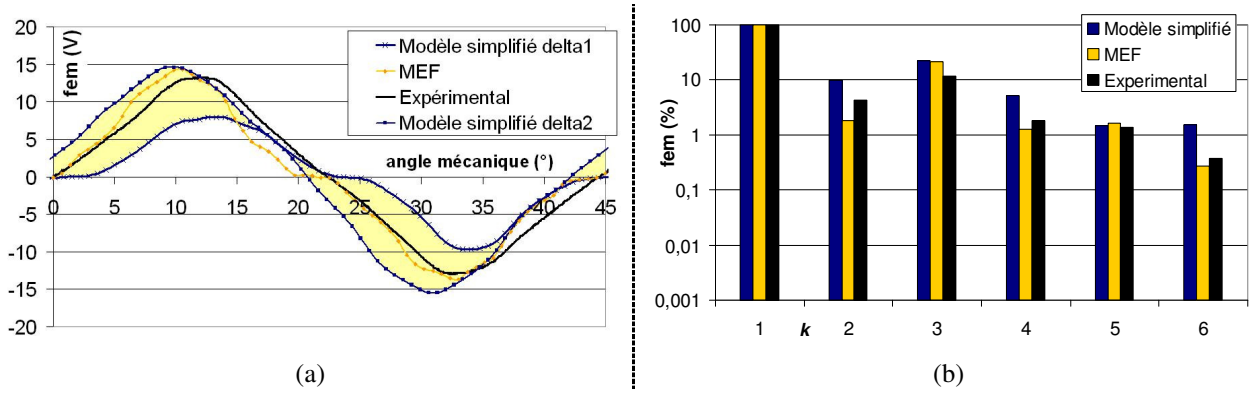
Les harmoniques 2 et 5 posent plus de problème. Ils sont tous les deux associés à la machine fictive M2, et sont représentés dans des proportions assez proches. Un bobinage intéressant serait donc un bobinage qui en filtre un des deux au profit du second. Ce dernier pourrait alors être contrôlé indépendamment des autres, pour apporter par exemple une modeste contribution au couple de la machine. La réflexion est identique pour les harmoniques 3 et 4, dans le sous espace associé à la machine M3.

Qu'en est-il dans notre cas ? Nous avons déjà proposé une réflexion autour de l'action de filtrage du bobinage statorique, à travers la décomposition harmonique des inductances de la machine. Pour poursuivre cette réflexion, nous proposons ici d'étudier l'action de filtrage du bobinage statorique sur le flux créé par le rotor. Pour cela, nous allons analyser la fem induite aux bornes d'une bobine. Celle-ci

dépend de la position des conducteurs qui composent le bobinage. Reprenons la Figure 11. Rappelons que celle-ci définit deux cas limites pour la définition de la fonction de bobinage de la machine qu'on étudie. L'étude de ces deux cas limites permet de tenir compte de l'épaisseur des conducteurs de la bobine. Considérons les conducteurs « aller » indépendamment des conducteurs « retour » d'une bobine statorique, et reprenons la méthode de caractérisation du rotor qu'on vient de présenter. Dans les mêmes conditions, on définit maintenant deux lignes virtuelles : l'une définie à la position d'un conducteur aller de la bobine statorique, l'autre à la position d'un conducteur retour de cette même bobine. Du point de vue d'un conducteur (aller ou retour), le type de caractéristique donné par la Figure 16, traçant l'intégrale sur la longueur de la ligne virtuelle de $\mathbf{B}_{\mathbf{rad}}$, fonction de la position du rotor, représente, à un facteur près, l'image de la fem induite aux bornes de ce conducteur. On calcule maintenant la différence entre l'intégrale sur la longueur de la ligne virtuelle de $\mathbf{B}_{\mathbf{rad}}$ vue par le conducteur aller, puis l'intégrale de $\mathbf{B}_{\mathbf{rad}}$ vue par le conducteur retour. Cette différence est alors l'image de la fem à vide, induite aux bornes de la bobine entière. On prend l'exemple de l'estimation de fem à vide, calculée avec ce modèle simplifié, pour i_F = 10 A et N = 1800 tr/min. La Figure 17 compare cette estimation du modèle simplifié, pour les deux cas limite (Δ_1 et Δ_2) à un calcul effectué par *Code_Carmel* dans les mêmes conditions pour la machine complète (rotor et stator), puis à un relevé expérimental. Les signaux ont été tracés en fonction de l'angle mécanique θ_m .

Dans un premier temps, on veut pouvoir juger de la pertinence de ce type de calcul simplifié, pour la prédétermination du spectre harmonique de la fem, pour un type de rotor donné, et une disposition donnée de bobinage. Dans un deuxième temps, on veut pouvoir critiquer la conception du bobinage concentré.

Avec l'étude des deux cas limites du modèle simplifié, on encadre les relevés obtenus expérimentalement ou par simulation numérique. Considérons donc le cas moyen entre Δ_1 et Δ_2 pour réaliser une étude harmonique de la fem déduite du modèle simplifié. La Figure 17-(b) montre le spectre harmonique de la fem à vide, aux bornes d'une phase de la machine, obtenu de trois façons différentes. Cette figure compare les résultats du modèle simplifié, au relevé expérimental, puis au relevé numérique donné par le logiciel *code_Carmel*. Les spectres sont relativement proches les uns des autres. Ainsi, même si on remarque que les harmoniques de rang pairs sont surestimés par le modèle simplifié, on juge ce modèle capable d'estimer le contenu harmonique des fem à vide de la machine. On va donc pouvoir maintenant utiliser ce modèle pour analyser le bobinage de la machine.



(a) (b)

Figure 17 : *Calcul de la fem à vide d'une phase par le modèle simplifié, et comparaison avec un calcul numérique par la méthode des éléments finis (MEF) et un relevé expérimental*

Avec la Figure 18, on étudie l'influence de l'angle qui sépare les conducteurs des bobines statoriques sur les six premiers harmoniques de fem à vide (h1, h2, …, h6). Pour chaque harmonique, on trace la caractéristique « harmonique de force électromotrice à vide, fonction de l'angle entre conducteurs aller et

retour d'une bobine », soit au total six graphiques. Les valeurs sont normalisées par rapport à la valeur maximale du fondamental. Cette valeur maximale correspond à un angle mécanique de 22,5°, soit l'ouverture angulaire d'un pas polaire (p = 8, soit 16 pôles au total, or 360/16 = 22,5°, dans le repère mécanique). Cet angle, pris comme référence, correspond au cas du bobinage concentré à pas diamétral. Sur chacun de ces graphiques, on trace trois lignes verticales : deux lignes en traits pleins, étiquetés « Δ_1 » et « Δ_2 », correspondent aux deux cas limite définis par la Figure 11. La troisième ligne verticale, en traits pointillés bleu, correspondent au cas moyen entre les deux cas limites $\Delta 1$ et $\Delta 2$.

Avec le genre de représentation donné par la Figure 18, on visualise donc directement quel est le décalage mécanique à respecter entre les conducteurs d'une bobine statorique pour minimiser ou maximiser tel ou tel harmonique de fem. On dispose donc d'un outil qui permet de juger de l'effet de filtrage du bobinage statorique sur le flux d'induction magnétique créé au rotor. Selon le nombre de phases de la machine, il suffit alors de travailler successivement dans chaque sous espace associé à chaque machine fictive, indépendamment des autres.

Dans M1, on vérifie, vu les amplitudes de h6 par rapport à h1 (rapport inférieur à 1/100 entre les deux harmoniques), qu'il est inutile de choisir l'angle entre les conducteurs en vu de minimiser h6. L'angle qui semble le meilleur, pour optimiser h1, est nécessairement celui qui correspond au cas du bobinage concentré à pas diamétral. Le bobinage de la machine étudiée n'est donc pas optimisé de ce point de vue. Nous l'avions déjà observé avec la Figure 12.

Dans M2, les ordres de grandeur entre h2 et h5 sont comparables. On peut donc, par exemple, choisir un angle qui maximise le plus grand des deux (h2) pour créer du couple avec cet harmonique, et qui minimise le plus petit (h5) pour minimiser son influence. Séparer les conducteurs d'une bobine statorique d'un décalage de 8,5° environ semble donc un bon compromis entre la maximisation de h2 et la minimisation de h5. Ceci semble d'ailleurs proche de la réalité, même si la marge fixée par les deux cas limites (Δ_1 et Δ_2) est importante. Si on tient compte de la moyenne fixée par les deux cas limites, et vis-à-vis de M2, la machine qu'on étudie semble donc bien conçue.

Enfin, dans M3, il apparaît que l'harmonique h3 tend à être maximisé avec le bobinage concentré étudié. Pour l'harmonique h4, il y a une forte incertitude quant-à l'action de filtrage qu'opère le bobinage, sur cet harmonique d'induction magnétique. Nous sommes donc incapables d'affirmer que le bobinage minimise ou maximise cet harmonique de fem. Par ailleurs, l'harmonique h3 apparaît dans des proportions plus importantes que h4. Or, le bobinage étudié maximise l'action de h3. C'est donc un élément de conception favorable. Cependant, il est possible que l'harmonique h4 intervienne dans des proportions non négligeables, relativement à l'action de M3 sur le couple de la machine. Auquel cas, il se peut que cette machine présente des difficultés lors de son contrôle. Un cas optimal de conception est donné pour l'angle de 22,5°, c'est-à-dire pour le cas du bobinage concentré à pas diamétral. Il permet en effet de maximiser h3 et annuler h4 ; idéal pour réitérer le genre de stratégie de commande décrit avec la machine M2. Dans le cas d'une impossibilité d'atteindre cet angle, pour des raisons de faisabilité industrielle par exemple, on peut choisir la stratégie opposée pour l'utilisation de M3 : celle-ci consiste à minimiser l'action des deux harmoniques h3 et h4 (avec un angle entre 11° et 14°, pour trouver le compromis entre h3 et h4). Les fem de rangs 3 et 4 seront donc naturellement très faibles, et une mauvaise commande de ces harmoniques (par une commande pleine onde par exemple) aura moins d'influence sur un potentiel comportement perturbateur de M3, que dans le cas présent.

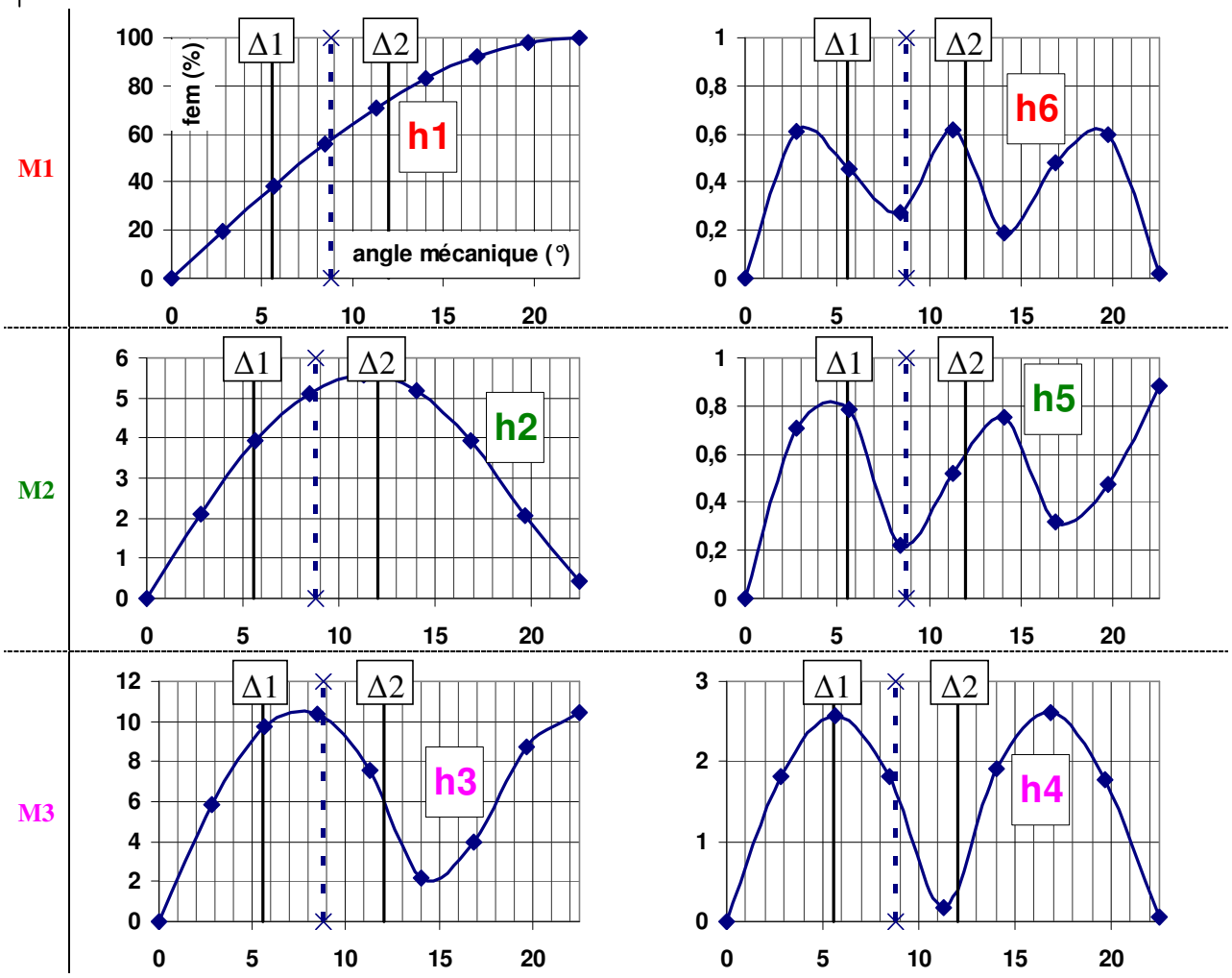


Figure 18 : *Calcul de la fem à vide d'une phase par le modèle simplifié pour les 6 premiers harmoniques ; classification par machines fictives*

Enfin, pour conclure sur ce sous chapitre, imaginons le cas où l'ensemble des compromis établis pour la conception de la machine ne permet pas d'optimiser naturellement la gestion des harmoniques de fem, en minimisant par exemple les harmoniques perturbateurs. Reste-t-il alors des moyens pour réduire les perturbations liées à la présence ces harmoniques ? Oui, par la commande, à condition de s'en donner les moyens. La commande pleine onde est en ce sens souvent insuffisante pour maîtriser les autres harmoniques que le fondamental, et la moindre faiblesse de conception sur l'apparition d'un harmonique de fem gênant conduit à l'apparition d'effets perturbateurs (du bruit par exemple). Cette remarque est d'ailleurs vraie quelque soit le nombre de phases. En triphasé, on a cependant l'habitude d'une certaine souplesse à ce niveau, dans la mesure où l'harmonique de rang 3 n'est pas gênant (tant que la machine est couplée électriquement). Il suffit alors d'éviter la présence d'harmoniques pairs, par un bobinage concentré à pas diamétral par exemple, pour que le premier harmonique gênant soit celui de rang 5, naturellement faible. Dans le cas polyphasé, l'harmonique de rang 3, souvent plus grand que l'harmonique de rang 5 (cf. Figure 18) est potentiellement gênant s'il est mal contrôlé. Par contre, s'il est bien contrôlé, il permet d'accroitre les performances de la machine, en offrant par exemple un moyen supplémentaire de créer du couple.

2.3. Caractérisation des paramètres électriques caractéristiques des modèles de commande

Dans le sous-chapitre 2.1, nous avons montré comment obtenir une première estimation des constantes de temps caractéristiques des modèles de commande de l'alterno-démarreur 7-phases. Cette estimation a été obtenue par le développement d'un modèle analytique simplifié, pour le calcul des paramètres inductifs de la machine électrique. Ce genre de méthodologie ne permet pas d'atteindre une grande précision sur la valeur des paramètres électriques définis par les modèles de commande. Or, pour la commande de l'alterno-démarreur, meilleure sera la connaissance de ces paramètres, plus facile sera la synthèse des correcteurs des boucles d'asservissement. On cherche donc ici à déterminer avec plus de précision ces paramètres.

Plusieurs méthodes peuvent être utilisées pour déterminer les paramètres qu'on recherche. La littérature traite d'ailleurs largement du sujet [106]-[113]. Néanmoins, très peu d'éléments de bibliographie concernent le cas des machines polyphasées, et aucun ne traite le cas particulier qui est le notre, à savoir une machine à griffes, 7-phases, à excitation hybride, utilisée pour ce genre d'application (très) basse tension. Or, chacune de ces caractéristiques est synonyme de précautions particulières, à prendre pour obtenir une valeur correcte du paramètre recherché. Pour cette raison, la fin de ce deuxième chapitre concerne l'identification des paramètres électriques de l'alterno-démarreur étudié.

Nous commençons par traiter le cas des méthodes d'identification dans le référentiel naturel de la machine. Celles-ci sont assez classiques et ne présentent par conséquent pas d'intérêt particulier dans le cadre de ces travaux de recherche. Pour cette raison, leur description, ainsi que les principaux résultats obtenus sont donnés en annexe-A4. Cependant, nous décrivons ici les difficultés liées à ces mesures. Ceci permettant alors de justifier la seconde approche d'identification, en travaillant dans le référentiel de Concordia généralisé.

2.3.1 : Avantages et difficultés des mesures dans le référentiel naturel de la machine

On définit les mesures dans le référentiel naturel de la machine par opposition à celles qu'on fera à partir du sous chapitre 2.3.2. Celles qu'on présente ici, les premières, ont comme premier avantage d'être directes, sans opérer de changement d'espace mathématique. En ce sens, elles sont assez classiques. Cependant, au vu des spécificités du système alterno-démarreur qu'on étudie, elles sont les plus difficiles à mettre en œuvre pour obtenir une bonne précision. Selon le moyen utilisé pour faire la mesure, elles peuvent même ne pas permettre d'obtenir la valeur du paramètre recherché, car elles ne prennent en compte qu'une partie du système.

On dispose dans notre cas de deux moyens de natures différentes pour effectuer les mesures : le premier est virtuel, par une modélisation numérique qui utilise la méthode des éléments finis (cf. Annexe-A3) [115]. Le deuxième est expérimental (cf. Annexe-A6). Selon le moyen utilisé, les avantages ou difficultés ne sont pas les mêmes et les imprécisions pas toujours de la même nature. On propose donc de classer les avantage et difficultés liées aux mesures dans la base naturelle de la machine selon le moyen utilisé.

2.3.1.1. Avantages et difficultés liés à la caractérisation par modélisation numérique, avec le logiciel Code_Carmel

On distingue deux avantages majeurs liés à la caractérisation des paramètres des modèles de commandes par un travail de modélisation numérique qui utilise la méthode des éléments finis :

- Dans la situation de la conception d'une machine électrique, l'avantage de la simulation est essentiellement de se passer le plus possible de la réalisation d'un prototype expérimental. Dans notre cas, la machine est construite, disponible expérimentalement, et on cherche à en identifier les paramètres.
- On peut aussi justifier l'approche numérique lorsque l'approche expérimentale pose certaines difficultés. Dans notre cas, le niveau de tension faible et de faibles impédances mènent à une importante sensibilité des mesures de tension. De plus, caractériser la machine aux niveaux de puissance les plus élevés nécessite de travailler à des niveaux de courants (très) élevés. Ceci pose la difficulté de la durée de la mesure expérimentale, sans détérioration du système.

Voyons maintenant les principales difficultés liées à la modélisation numérique de l'alterno-démarreur polyphasé :

- Tout d'abord, notons que la modélisation numérique par le logiciel *Code_Carmel* limite les frontières du système étudié à la machine seule. Or, vu le faible niveau de tension du bus continu, on peut douter de la précision du modèle numérique sur les valeurs de constantes de temps estimées. Les résistances parasites du câblage et des interrupteurs de puissance ne sont en effet pas négligeables pour ce genre d'application basse tension, or, elles interviennent sur la valeur des constantes de temps caractéristiques des modèles de commande.
- Ensuite, vu les limites actuelles du logiciel pour la prise en compte de tous les phénomènes physiques qui régissent le fonctionnement de la machine et de son alimentation, il est probable que certains résultats numériques puissent être différents de la réalité expérimentale Cette remarque doit cependant être nuancée par la précision des mesures expérimentales ; en d'autres termes, où se situe la référence absolue ? On justifie donc la nécessité d'utiliser plusieurs approches complémentaires.
- Enfin, ajoutons une dernière limite à la simulation numérique, assez arbitraire, qui concerne les temps de calcul. Un calcul qui peut en principe être effectué, sera en effet considéré irréalisable s'il est « trop long ».

2.3.1.2. Avantages et difficultés liés à la caractérisation par une approche expérimentale

L'approche expérimentale peut être qualifiée de duale à l'approche numérique, dans le sens où les avantages principaux qui lui sont attribués peuvent être mis en opposition aux inconvénients de l'approche numérique, et inversement. Commençons par en citer les avantages :

- L'approche expérimentale permet tout d'abord de prendre en compte l'ensemble du système, et pas seulement la machine électrique. Encore faut-il dans ce cas utiliser des techniques d'identification qui excitent la machine par le système réel d'alimentation (l'onduleur) et pas uniquement un analyseur d'impédance, qui là encore ne permet que de se focaliser sur la machine électrique.

- De plus, la réalité expérimentale est naturellement mise en opposition au principe même de la simulation numérique, qui s'appuie sur une modélisation de la Physique, en tenant compte de plus ou moins d'hypothèses simplificatrices.
- Enfin, dans notre cas particulier, les phénomènes physiques sont extrêmement rapides à s'établir (à l'échelle de la durée d'une mesure) et la notion de temps de calcul numérique n'a pas de sens. La durée totale d'une série de mesures peut cependant être très longue.

Examinons maintenant les difficultés liées à l'identification expérimentale des paramètres dans le référentiel naturel de la machine :

- La principale difficulté est naturellement liée à certaines mesures difficiles, voire impossibles à réaliser expérimentalement : mesures à très fortes puissance, ou mesures de forces électromotrices en charge, etc…
- En plus de cette difficulté, liée à la nature même, expérimentale, des mesures dont on discute ici, focalisons-nous maintenant sur les méthodes dans le référentiel naturel de la machine. Si ces méthodes sont simples à mettre en œuvre, il n'empêche qu'elles induisent beaucoup de difficultés dans notre cas précis. Examinons la forme de la matrice des inductances (5). Cette matrice fait apparaître plusieurs éléments qui rendent difficile l'identification des constantes de temps : tout d'abord, la matrice des inductances statoriques définie dans le référentiel naturel est une matrice pleine, de 49 termes, dont chacun dépend à la fois de l'état magnétique de la structure (courants de phase et d'excitation) et de la position mécanique du rotor. On ressent donc déjà la lenteur d'une identification complète, pour tous les états magnétiques (donnés par combinaison non linéaire des courants), et pour toutes les positions. D'autre part, les constantes de temps caractéristiques du modèle défini dans le référentiel naturel de la machine sont obtenues par combinaisons des rapports entre chaque terme de la matrice (5) et la résistance de phase. En d'autres termes, pour connaître les constantes de temps, il faut combiner de nombreux termes, dont chacun est obtenu par le rapport entre deux mesures. On additionne ainsi les imprécisions de chaque mesure.
- Enfin, le niveau de tension faible de cette application alterno-démarreur pose le problème de la précision des mesures de tension, à partir desquelles sont déduites les constantes de temps à identifier.

En résumé, l'identification expérimentale dans le référentiel naturel de la machine ne pose en principe pas de difficulté particulière. Cependant, elle est longue et n'offre pas de garantie sur la précision des mesures. Des résultats d'identification dans ce référentiel sont fournis en annexe-A4. Ceux-ci traitent de la caractérisation de la résistance statorique, des fem à vide et des inductances statoriques.

2.3.2 : Avantages et difficultés des mesures dans le référentiel de Concordia généralisé

Face aux difficultés d'identification dans le référentiel naturel de la machine, nous proposons ici une méthodologie d'identification originale.

Dans le cas triphasé, des difficultés d'identification identiques aux nôtres, liées au faible niveau de tension, ou encore à la variation des paramètres, existent déjà pour certaines applications. Des méthodes d'identification ont alors été mises au point, en travaillant directement dans le référentiel de Concordia,

défini pour la commande des machines en régime dynamique [108]-[110]. Nous proposons ici d'étendre ces méthodes au cas polyphasé.

Il est difficile de postuler maintenant sur l'ensemble des avantages des mesures dans le référentiel de Concordia généralisé. Cette partie doit justement servir à les faire apparaître. Cependant, rappelons que nous sommes ici confrontés à certains problèmes notoires en ce qui concerne l'identification des paramètres des modèles de commande dans le repère naturel de la machine. Nous nous focaliserons essentiellement sur l'identification des constantes de temps caractéristiques des machines fictives et de la résistance R_S. Il n'y a en effet pas d'intérêt particulier à privilégier les mesures des fem de la machine dans le référentiel de Concordia, surtout si on se contente en première approche des fem à vide ; même si cela est possible sans difficulté majeure.

La principale difficulté de ce type de méthode originale vient de la nécessité de mettre en œuvre une commande relativement complexe de la machine, dès l'étape d'identification. Nous verrons en effet que la méthode repose sur l'asservissement des courants statoriques. Cependant, la mise en œuvre de la commande des courants n'est pas décorrélée des objectifs finaux. Dans le troisième chapitre, nous voudrons, par exemple, tester les performances de commandes qui utilisent un asservissement des courants statoriques.

Enfin, une mise en œuvre efficace de ce travail d'identification ne pourra également être possible que si l'on dispose d'outils de contrôle temps réel du système très réactifs, qui permettent de faire évoluer facilement les paramètres de la structure de commande. Le système de contrôle temps réel dSPACE que nous utilisons ici répond bien à ce besoin.

2.3.3 : Méthode originale de caractérisation dans le référentiel de Concordia généralisé

2.3.3.1. Principe général et mise en place de la méthode

La méthodologie d'identification expérimentale présentée dans cette partie repose sur un asservissement des courants dans le référentiel de Concordia généralisé. Cette approche est pleinement justifiée dans la mesure où le contrôle en régime dynamique des machines alternatives est généralement établi lorsque le problème a été projeté dans ce référentiel. Dans le cas spécifique de l'alterno-démarreur étudié, nous avons vu que la transformation mathématique qui définit la transformation de Concordia généralisée au cas 7-phases mène à la projection du problème vers trois sous-espaces à deux dimensions, auquel s'ajoute un sous espace homopolaire unidimensionnel. Dès maintenant, remarquons que le couplage électrique en étoile de la machine empêche l'établissement du courant homopolaire, et donc son asservissement. Cet élément empêche donc l'identification de l'axe[20] homopolaire, et la méthode, telle qu'on va l'appliquer ici, n'est donc pas ici bijective. Pour la rendre bijective, en pratique, il faudrait supprimer le couplage

[20] Chaque dimension des sous espaces qui servent à la définition des machines fictives est associée à la notion « d'axe ». Ainsi, les sous espaces des machines M1, M2 et M3 sont définis suivant deux 2 axes, et l'espace homopolaire est un sous espace ne comportant qu'un unique axe. Identifier complètement le modèle de commande défini dans le référentiel de Concordia généralisé, c'est en principe « identifier l'ensemble de ces 7 axes ». Identifier un axe signifie déterminer la valeur des paramètres caractéristiques explicités par son modèle. Puisqu'on néglige généralement la composante homopolaire, il suffit d'identifier 6 axes pour caractériser ce modèle de commande.

électrique de la machine, ce que nous ne ferons pas. Pour établir des comparaisons avec les mesures réalisées dans le référentiel naturel, nous préfèrerons donc projeter ces premières mesures vers le nouvel espace de travail.

Lors du développement du modèle analytique de la machine, dans la partie qui traite de la prise en compte de l'effet de saillance des pôles magnétiques dans le référentiel de Concordia généralisé, nous avons mentionné que des « rotations de Park » pouvaient être utilisées pour changer de repère de travail[21]. Nous avions alors mentionné que les paramètres du modèle de commande de la machine pouvaient être différents, selon le repère dans lequel on travaille (repère de Concordia ou de Park ; lorsqu'on prend en compte la variation de la perméance d'entrefer). A partir de maintenant, nous aurons donc besoin de bien distinguer ces deux repères. Pour cela, référons-nous à la façon d'écrire les différentes grandeurs. On utilise les conventions d'écriture généralement utilisées dans le cas triphasé. Ainsi, si on utilise en indices des grandeurs sur lesquels on travaille les notations « α » ou « β », alors les rotations de Park n'ont pas été réalisées. Si les notations « d » et « q » sont utilisées, alors ces rotations ont été réalisées. Les rotations de Park se font machine fictive par machine fictive, à la pulsation d'un harmonique attenant à la machine fictive considérée. Pour la machine M1 par exemple, en se référant au Tableau 1, on remarque qu'il est en principe possible de réaliser la rotation de Park, soit à la pulsation du fondamental, soit à celle de l'harmonique de rang 6. On préfèrera logiquement « tourner à la vitesse » du fondamental bien plus représentatif que l'harmonique 6. Ce dernier sera donc considéré comme perturbateur. Dans les machines M2 et M3, on travaille à la pulsation des harmoniques 2 (pour M2) et 3 (pour M3), c'est-à-dire à la pulsation des harmoniques les plus représentatifs de ces deux machines fictives. Remarquons que les méthodes de « Park étendu », définies par [85]-[86], peuvent aussi être utilisées pour les machines polyphasées. Celles-ci permettent d'effectuer les rotations de Park en prenant en compte plusieurs harmoniques de fem à la fois. Nous reviendrons sur ces méthodes dans le troisième chapitre. Ici, pour ce travail d'identification, utiliser un unique harmonique par machine fictive est suffisant, et permet de se référer aux résultats du modèle analytique de la machine, donnés par le Tableau 5, le Tableau 6 et le Tableau 7. La convention prise pour définir les axes d et q est classique : en travaillant sur les fem à vide de la machine, on définit d et q tels que la composante directe (axe d) de la fem soit nulle, et que la composante sur l'axe en quadrature (axe q) soit maximale (en valeur absolue). Ainsi, en supposant que la fem ne varie pas avec la charge, un courant négatif sur l'axe q crée un couple moteur (positif par convention), et un courant sur l'axe d ne crée pas de couple. On se contentera pour l'instant de cette approche simplifiée, en travaillant sur les fem à vide pour définir les axes d et q.

Une fois le problème de la machine 7-phases couplée en étoile projeté dans le référentiel de Concordia généralisé, puis les rotations de Park effectuées, il reste donc six axes à identifier (deux axes par machines fictives). Nous appellerons ces axes « axe d » et « axe q ». Au vu de la définition du problème dans le nouveau référentiel de travail, les six axes à identifier sont modélisés électriquement, chacun, par une équation indépendante *(9)*, (16). Si on suppose maintenant négligeables les variations d'inductance à un point de fonctionnement donné, alors chaque équation qui caractérise chaque axe se simplifie. Chaque équation fait référence à un système du premier ordre (caractérisé par une fonction de transfert de la forme $K/(1+\tau p)$). Pour caractériser un axe, il suffit alors de savoir mesurer le gain statique K et la constante de temps τ en boucle ouverte, qui lui sont associés.

Une fois ces conditions établies, la méthodologie d'identification dans le référentiel de Concordia généralisé est relativement simple à utiliser. Il suffit en effet de se concentrer sur la forme des courants dans ce référentiel. Dans une machine fictive donnée, vu la fonction de transfert du premier ordre qui lie un courant i_d ou i_q, aux tensions d'alimentation v_d, v_q, on comprend qu'il est facile, avec des formes d'excitation simple, d'identifier les paramètres caractéristiques de cette fonction de transfert. Prenons l'exemple de l'axe q de la machine M1 : la fonction de transfert qui relie $v_{M1\text{-}q}$ à $i_{M1\text{-}q}$ est caractérisée par le gain en boucle ouverte K_{M1} et la constante de temps en boucle ouverte $\tau_{M1\text{-}q}$. La fem $e_{M1\text{-}q}$ est considérée comme perturbation de l'axe. Une méthode simple pour caractériser K_{M1} et $\tau_{M1\text{-}q}$ peut par exemple consister à se placer à un point de fonctionnement où $e_{M1\text{-}q}$ est nulle (nécessairement à vitesse nulle pour la machine à excitation hybride), puis à exciter l'axe par des créneaux de tension $v_{M1\text{-}q}$ et enfin à relever la réponse du courant $i_{M1\text{-}q}$. A partir de cette réponse d'un système du premier ordre à un échelon, et $\tau_{M1\text{-}q}$ sont directement accessibles. Cette première méthode, très simple, pose néanmoins deux problèmes majeurs :

- Le premier problème concerne la mesure de tension $v_{M1\text{-}q}$. Celle-ci est en effet le résultat de ce qu'impose l'onduleur de tension, en fonctionnement MLI, sur l'ensemble des 7 phases de la machine. $v_{M1\text{-}q}$ est alors une partie du résultat de la projection du vecteur des tensions définies dans le référentiel naturel, vers le référentiel de Concordia associé aux rotations de Park. Cette projection, suivie de la mesure de $v_{M1\text{-}q}$ ne pose en principe aucune difficulté. Néanmoins, on comprend que l'effet de la MLI sur le hachage des tensions rend la mesure impossible en pratique. En outre, rappelons qu'un objectif visé par la nouvelle méthode d'identification est de rendre la mesure moins sensible aux mesures de tension.
- Le deuxième problème vient de la caractérisation de la machine sur toute l'étendue de son spectre de fonctionnement. Il faut en effet pouvoir mener les mesures à des points de fonctionnement variés, caractéristiques du fonctionnement normal de la machine, à des niveaux de puissance élevés.

On cherche donc une méthodologie qui permet de contourner ces difficultés. Pour cela, on s'impose dans un premier temps de ne plus mesurer les tensions. On se prémunit alors logiquement des problèmes liés à la précision de leur mesure. Pour y parvenir, en reprenant l'exemple de l'axe q de la machine M1, une idée simple consiste à travailler par asservissement du courant $i_{M1\text{-}q}$. La réponse de ce courant, à une référence d'une forme connue, pour un correcteur connu, permet en effet de remonter facilement aux valeurs de K_{M1} et $\tau_{M1\text{-}q}$. En outre, à présent que l'on travaille par asservissement de courant, il est facile d'imposer le point de fonctionnement (qui impose l'état magnétique de la structure) autour duquel on cherche à identifier la machine. Enfin, notons un avantage majeur de ce type d'approche, qui tient compte de l'ensemble du système étudié {machine alimentée par son convertisseur}. Ainsi, toutes les impédances parasites sont directement prises en compte.

La Figure 19 montre un des six axes à identifier, sous forme de système à asservir. Ce schéma décrit sous forme de schémas bloc, une structure d'asservissement tout à fait classique pour ce type de système mono-entrée, mono-sortie, avec compensation de la perturbation. On notera donc qu'il est possible de réaliser cette méthode, en principe, aussi bien à vitesse nulle qu'à vitesse non nulle. Cependant, à vitesse nulle, la perturbation représentée par la fem e est nulle.

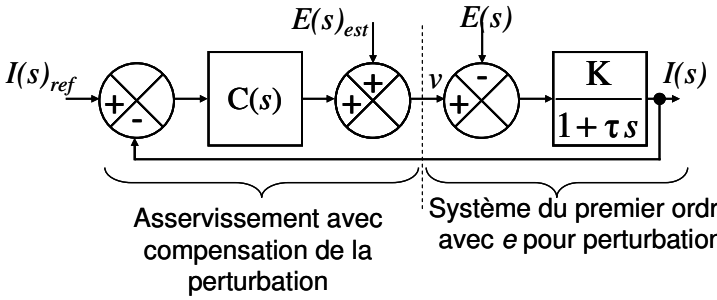


Figure 19 : *Schéma de commande du courant sur un axe quelconque, dans le référentiel de Park généralisé*

La Figure 20 et la Figure 21 donnent l'exemple de l'identification de l'axe q de la machine M1. Avec la première, on représente sous forme de schémas bloc la structure complète d'asservissement des courants utilisée dans le référentiel de Concordia, pour l'identification de cet axe. On suppose avec cette représentation que la perturbation sur chacun des axes est nulle. Sur la seconde, on montre la forme des courants relevés dans les trois sous-espaces S1, S2 et S3, associés aux machines M1, M2 et M3. Le type de correcteur utilisé pour l'identification de cet axe est un correcteur Proportionnel (P), caractérisé par un gain $K_{p\text{-}M1q}$. Ce type de correcteur simple est le mieux adapté pour ce travail d'identification. Il permet en effet, à faible gain, de relever une erreur statique importante en boucle fermée, à partir de laquelle on retrouve facilement la valeur du gain statique en boucle ouverte K_{M1}, et donc R_S. Ce type de correcteur est également bien adapté pour mesurer la constante de temps en boucle fermée à partir de laquelle on déduit la valeur de $\tau_{M1\text{-}q}$. Sur les autres axes, des correcteurs type Proportionnel-Intégrale (PI) sont utilisés (cf. Figure 20). On réduit dans ce cas les couplages parasites entre les différents axes. On rappelle en effet que le modèle de commande à partir duquel on décrit le comportement du système ne prévoit pas de couplage entre les axes. Cependant, nous avons montré que les effets de réluctance variable pouvaient introduire certains couplages parasites. On montre ici, avec la Figure 21, que ces couplages parasites peuvent être compensés par la commande, par asservissement des courants dans le référentiel de Concordia généralisé. On constate en effet que les courants mesurés expérimentalement sur les cinq autres axes complémentaire à l'axe identifié suivent correctement la référence nulle qu'on leur impose. Le point de fonctionnement étudié ici correspond à une vitesse nulle, pour un courant d'excitation de 3A.

Pour cet essai, l'axe q de la machine M1 est excité par une référence de courant en échelons de 20 A autour d'une moyenne de -400 A. La réponse à cette consigne présente une erreur statique importante, ce qui permet d'estimer la valeur de K_{M1}, et dont on peut déduire R_S = 22,6 mΩ. La forme de la réponse du courant à la consigne en échelon permet aussi de déduire facilement la valeur de la constante de temps caractéristique de l'axe q de la machine fictive M1 : τ_{M1q} = 2,15 ms à ce point de fonctionnement. On montre, avec cet essai, qu'on peut accéder par cette méthode à des points caractéristiques du fonctionnement réel de la machine, à des niveaux de puissance élevés. Ici, ce point de fonctionnement correspond à un couple moteur créé par la machine fictive M1, pendant que les flux énergétiques sont annulés à travers les autres machines fictives M2 et M3. La vitesse est maintenue nulle pour cet essai à l'aide de la machine brushless accouplée mécaniquement à l'alterno-démarreur (cf. Annexe-A6).

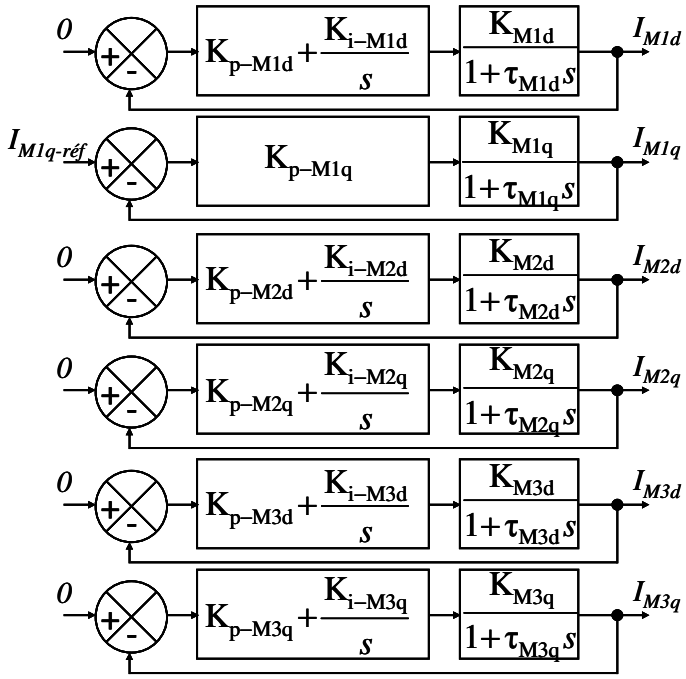


Figure 20 : *Schéma de commande de l'ensemble des courants, dans le référentiel de Park généralisé, pour l'identification de l'axe q de la machine M1*

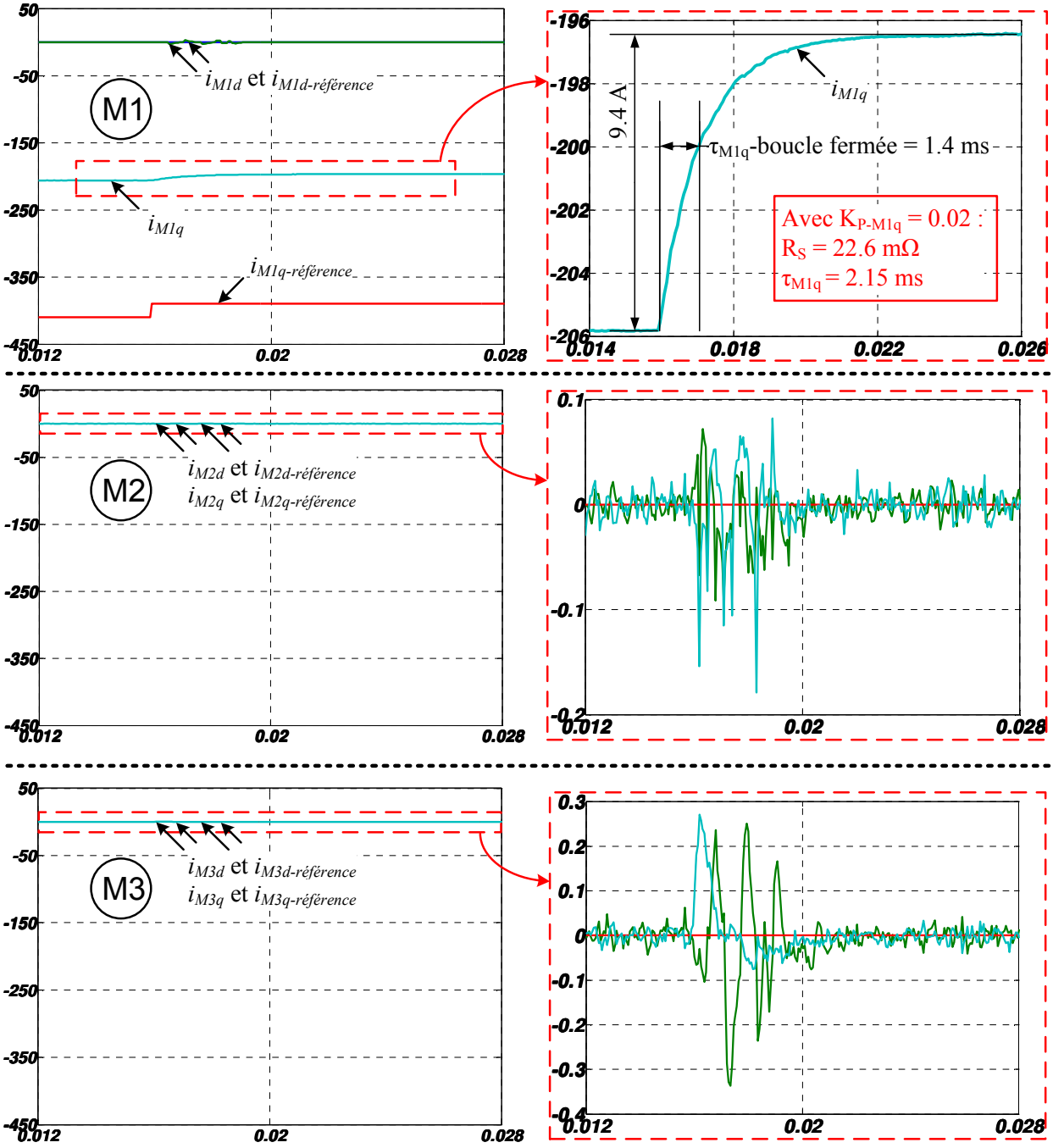
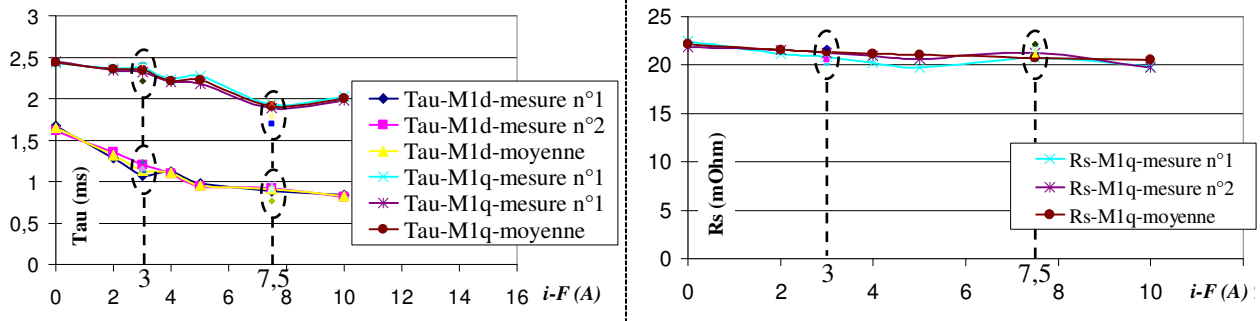


Figure 21 : *Exemple de l'identification des paramètres de l'axe q de la machine M1 pour N=0 tr/min, i_F=3A*

Discutons maintenant des caractéristiques qu'il faut tracer pour caractériser électriquement le modèle de commande de l'alterno-démarreur établi dans le référentiel de Concordia. Caractériser complètement ce modèle de commande c'est examiner l'évolution de ses paramètres caractéristiques sur toute la plage de fonctionnement du système. Vu notre modèle, cela signifie qu'on cherche à étudier l'influence des paramètres avec l'état magnétique de la machine, et donc avec le niveau des courants statoriques et d'excitation.

Focalisons-nous dans un premier temps sur l'évolution des paramètres des axes d et q de la machine M1, en fonction du courant d'excitation i_F. La Figure 22 propose un ensemble de caractéristiques, qui tracent

l'évolution de la constante de temps τ[22] associée à ces deux axes en fonction de i_F (Figure 22-(a)) et de la résistance R_S mesurée, soit en travaillant sur l'axe d, soit sur l'axe q de M1 (Figure 22-(b)). Toutes les mesures ont été effectuées dans les mêmes conditions d'expérience que celles décrites pour la Figure 21, pour une réponse du courant sur l'axe en cours d'identification autour de -200 A. Pour chaque caractéristique, deux mesures ont été réalisées successivement. On teste ainsi la répétitivité de la mesure à travers l'écart de chacune des deux mesures successives autour d'une courbe moyenne. Le très faible écart constaté entre les mesures successives permet de vérifier le caractère déterministe de la mesure. Pour deux courants d'excitation différents ($i_F = 3$ A et $i_F = 7{,}5$ A , correspondant aux zones cerclées sur la Figure 22), on teste aussi l'influence de la valeur du gain K_p du correcteur proportionnel, utilisé pour l'identification de l'axe en cours (d ou q). En principe, la valeur de K_p n'a aucune influence sur la mesure des paramètres du modèle de commande. Ainsi, on vérifie que pour trois valeurs différentes du gain K_p ($K_P = 0{,}01$, $K_P = 0{,}02$ et $K_P = 0{,}04$), et pour deux mesures successives, soit six mesures au total pour ces deux valeurs d'excitation, les variations de mesure autour de la valeur moyenne sont faibles.



(a) (b)

Figure 22 : *Evolution des paramètres de la machine fictive M1 en fonction du courant d'excitation, et étude de la répétitivité de la mesure*

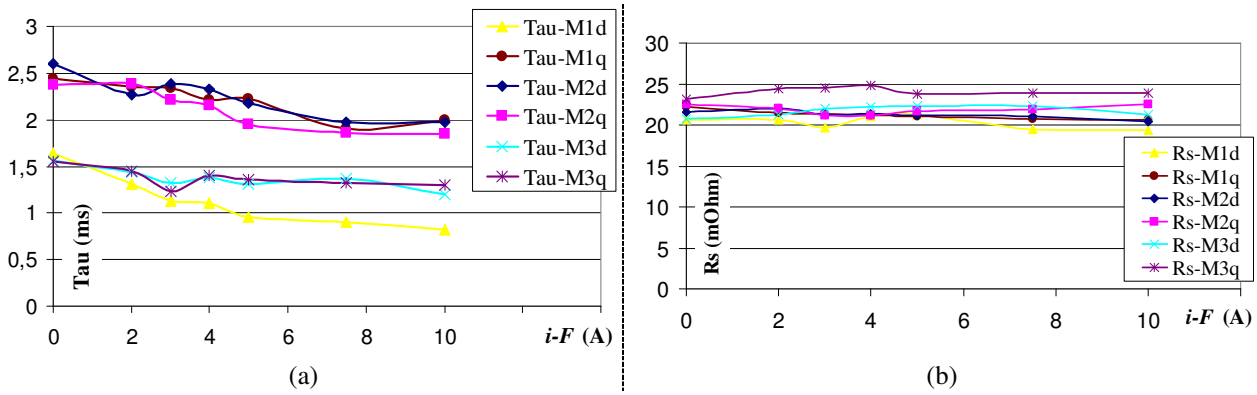
Avec la Figure 22-(a), on observe que la constante de temps associée à l'axe d de M1 est différente de la constante de temps associée à l'axe q. Vu le développement du modèle analytique de la machine dans le référentiel de Concordia, c'est l'effet de réluctance variable qui permet d'expliquer ceci. Avec cette figure, on remarque également la diminution de ces deux constantes de temps lorsque i_F augmente, c'est-à-dire lorsqu'on tend vers des états magnétiques plus fortement saturés.

Avec la Figure 22-(b), on vérifie que la valeur de i_F a très peu d'influence sur la valeur de R_S. En principe, vu le développement du modèle analytique de la machine, le courant d'excitation n'a aucune influence sur la valeur de la résistance statorique. La faible variation de cette caractéristique peut être expliquée par la variabilité naturelle de ce type de mesure expérimentale.

Maintenant qu'on a fait l'étude de la machine fictive M1, examinons les autres machines fictives M2 et M3. La Figure 23 propose les mêmes types de caractéristiques que celles de la Figure 22, obtenues dans les mêmes conditions d'expérimentation, pour une réponse du courant sur l'axe en cours d'identification autour de -200 A. Avec la Figure 23-(a), on observe d'une part la tendance décroissante de l'évolution de toutes les constantes de temps électriques avec l'augmentation de la valeur de i_F. Les raisons de cette évolution sont identiques à celles exprimées pour l'analyse de la Figure 22. Cependant, ici, pour les machines M2 et M3, les constantes de temps associées aux axes d et q sont identiques. On considère donc que les effets de réluctance variable n'affectent que la machine M1. Avec la Figure 23-(b), on constate

[22] Sur les graphiques, « τ » est parfois remplacé par « Tau », pour des raisons logicielles.

que la détermination de R_S peut se faire en travaillant sur un axe quelconque. Seule l'étude sur l'axe q de la machine M3 montre une moyenne légèrement supérieure aux autres mesures.



(a) (b)

Figure 23 : *Evolution des paramètres des machines fictives M1, M2 et M3 en fonction du courant d'excitation*

D'autres caractéristiques peuvent être tirées de ce genre de procédure d'identification. La procédure est toujours la même, et on peut par exemple chercher à obtenir les caractéristiques des constantes de temps fonction de tel ou tel courant, associé à tel ou tel axe bien particulier. Il existe une infinité de caractéristiques en charge de ce genre, et on ne peut pas toutes les tracer. En pratique, la recherche d'une caractéristique bien particulière va dépendre de la stratégie de commande utilisée. Par exemple, on peut considérer une stratégie de commande simple, qui consiste à n'utiliser que la machine fictive M1 pour la création de la puissance utile. Au sein de cette machine fictive, si on décide d'une stratégie qui minimise les pertes Joule, alors on cherchera à toujours annuler le courant sur l'axe d. Dans ces conditions, tous les autres courants que celui associé à l'axe q de la machine M1 seront nuls. Il suffit alors dans ce cas, pour caractériser complètement le modèle de commande défini dans le référentiel de Concordia, de tracer les caractéristiques en charge des constantes de temps en fonction du courant i_{M1q}, pour différents courants d'excitation. Ici, avec la Figure 23, nous avons déjà un point de mesure de ces caractéristiques, autour d'un courant moyen de -200 A.

2.4. Bilan de la modélisation de l'alterno-démarreur 7-phases dans les différents référentiels

Dans le premier chapitre, la description du système alterno-démarreur 7-phases, et celle des travaux extraits de la littérature sur la commande des machines polyphasées, ont montré l'impossibilité de traiter directement le problème de la commande de ce système. Cette impossibilité provenant essentiellement de lacunes de modélisation, à cause d'hypothèses trop restrictives pour intégrer le cas de la machine à griffes étudiée, nous avons décidé de travailler sur l'intégration de nouvelles hypothèses de travail : prise en compte de la saturation des matériaux magnétiques et des effets de variation de la fonction de perméance d'entrefer.

Dans ce deuxième chapitre, nous avons montré comment mixer deux types d'approche pour la définition de modèles de commande de l'alterno-démarreur 7-phases étudié :

- Définition d'un modèle de connaissance, valable sous certaines hypothèses.
- Approche type boîte noire, pour étendre le spectre de validité du modèle de connaissance.

Cette approche a alors permis de garder les avantages des modèles extraits de la littérature, essentiellement en termes de simplicité, pour l'établissement de la commande.

Ensuite, la représentation du modèle du système dans deux référentiels a permis de dégager différentes conclusions. Le travail dans le référentiel naturel a tout d'abord montré certaines limites. En effet, si ce type de représentation du modèle semble suffisant pour des commandes qui n'utilisent pas d'asservissements des courants statoriques, il semble par contre insuffisant lorsqu'on souhaite contrôler facilement ces courants. Nous avons alors montré comment travailler dans le référentiel de Concordia généralisé, pour faciliter la commande des courants statoriques, mais aussi pour :

- Définir des règles de conception des machines polyphasées.
- Faciliter l'étape d'identification des paramètres caractéristiques du modèle de commande établi dans le référentiel de Concordia.

Le formalisme REM a par ailleurs apporté une aide précieuse pour utiliser la notion de machine fictive, issue des travaux menés au laboratoire L2EP sur les machines polyphasées. La notion de machines fictives, caractérisées par des familles propres d'harmoniques, a d'ailleurs largement contribuée à établir les règles d'aide à la conception et d'aide à la commande.

Dans le troisième chapitre, nous allons tester les différentes modélisations établies dans ce deuxième chapitre, en réalisant la commande du système alterno-démarreur. Différentes commandes seront testées : tout d'abord sans asservissement des courants de phases, puis avec asservissement de ces courants.

CHAPITRE 3
COMPARAISON DE DIFFÉRENTES COMMANDES DE L'ALTERNO-DÉMARREUR 7-PHASES

3.1. Commande dans le référentiel naturel sans asservissement des courants statoriques _____ 82
3.1.1 : De la commande d'un alternateur conventionnel à celle de l'alterno-démarreur 7-phases _____ 82
3.1.2 : Mode moteur _____ 84
3.1.3 : Mode alternateur en redressement synchrone _____ 94
3.1.4 : Avantages et limites de la commande pleine onde _____ 100

3.2. Commande en boucle fermée, dans le référentiel de Concordia généralisé _____ 101
3.2.1 : Mode moteur _____ 101
3.2.2 : Mode alternateur de la machine électrique _____ 112
3.2.3 : Avantages et limites des commandes MLI établies dans le référentiel de Concordia généralisé ____ 117

3.3. Bilan des commandes proposées pour l'alterno-démarreur 7-phases _____ 117

Dans le deuxième chapitre, nous avons vu comment établir des modèles du système alterno-démarreur 7-phases étudié, en vue de sa commande. L'objectif de ce dernier chapitre concerne la mise en œuvre la commande de ce système. Pour cela, nous utiliserons les modèles précédemment établis.

Les modes alternateur et moteur seront examinés, pour la fonction stop-start, mais aussi dans l'expectative d'autres fonctions hybrides. Ainsi, nous verrons que les commandes en boucle ouverte, type « pleine onde », peuvent être très efficaces dans certains cas. Ce sont les commandes les plus simples à mettre en œuvre. Néanmoins, elles atteignent relativement vite leurs limites et ne permettent pas toujours de satisfaire certaines contraintes fixées par le cahier des charges. Nous proposerons alors d'autres types de commandes, issus de la représentation du modèle de la machine polyphasée dans le référentiel de Concordia généralisé.

Nous discuterons également des capacités des modèles à prévoir le comportement du système. Pour cela, nous comparerons des relevés expérimentaux à des relevés obtenus par simulation numérique.

Enfin, nous dresserons un bilan de la comparaison des différentes façons de contrôler le système, en tirant avantages, inconvénients et limites de chaque cas étudié.

3.1. Commande dans le référentiel naturel sans asservissement des courants statoriques

3.1.1 : De la commande d'un alternateur conventionnel à celle de l'alterno-démarreur 7-phases

L'apparition récente du système alterno-démarreur, tel qu'on l'a décrit dans ce mémoire, a modifié le spectre de compétences dont a besoin le concepteur d'alternateurs automobile. En effet, la mise en œuvre de ce genre de système nécessite, d'une part, de revoir la conception des machines à griffes ; ceci pour trouver le bon compromis entre les deux modes de fonctionnement de la machine électrique : moteur et alternateur. D'autre part, elle nécessite surtout un nouveau type d'expertise, pour la commande de l'onduleur de tension qui remplace le pont de diodes classique.

Pour un alternateur classique, équipé d'un pont de diodes (pour l'adaptation des signaux électriques entre la machine et le bus continu) et d'un hacheur d'excitation (pour l'alimentation du circuit d'excitation), la commande du système est relativement simple. La seule variable de réglage disponible est le rapport cyclique du hacheur d'excitation. Cette grandeur est utilisée pour permettre la variation du flux d'excitation de la machine électrique, en fonction de la vitesse de la machine. Ceci permet le réglage de l'amplitude des fem, pour la garder à un niveau constant, pendant que la vitesse varie. Concrètement, un asservissement de tension du bus continu est réalisé en agissant sur cette variable de réglage. Ceci permet alors l'alimentation du réseau de bord, ainsi que la recharge de la batterie, à un niveau de tension constant. La fonction redresseur est alors réalisée naturellement par le pont de diodes, sans réglage possible sur la forme des courants. La seule voie d'optimisation du fonctionnement du système est dans ce cas donnée par la conception de la machine électrique.

L'apparition du système alterno-démarreur a modifié ce mode de fonctionnement. En effet, le remplacement du pont de diodes par un onduleur de tension a permis d'ajouter des variables de réglage au système, offrant davantage de liberté sur son contrôle. Jusqu'ici, seules des commandes relativement simples ont été mises en œuvre, pour des alterno-démarreurs triphasés. Il s'agit de commandes par autopilotage, en pleine onde. Celles-ci n'utilisent pas de boucles d'asservissement des courants statoriques, et par conséquent, ne permettent pas un contrôle précis de ces courants.

On décrit ci-après la façon dont ces commandes ont été mises en œuvre pour la première génération d'alterno-démarreurs triphasés [6]-[9].

- En mode alternateur, la commande des bras d'onduleur est réalisée telle qu'on reproduise le comportement du pont de diodes. On cherche dans ce cas à réaliser des commutations douces (fermeture des interrupteurs à niveau de tension (quasiment) nul et ouverture à courant nul). Par rapport à un pont de diodes classique, on bénéficie de la chute de tension des transistors MOSFET, plus faible que celle des diodes de puissance. Nous avions déjà discuté dans le premier chapitre des bénéfices que cela représente en termes de rendement. Ce mode de fonctionnement revient à imposer aux phases de la machine, des tensions composées de forme créneau, à moyenne nulle et de rapport cyclique 0,5. Ceci correspond à la commande pleine onde la plus

classique, qu'on nomme dans ce mémoire « commande pleine onde 180° [23] ». Le séquençage de la commande des sept bras de l'onduleur est donné avec la Figure 24, dans le cas de ce type de commande pleine onde 180°. Dans ce mode de fonctionnement, l'instant de commutation et la durée des créneaux de tension sont donc fixés tel qu'on reproduise le comportement d'un pont de diodes idéalisé. C'est le mode qui garantit la plus grande puissance transmise [63] à niveau de tension donné du bus continu. La dernière variable de réglage, le rapport cyclique du hacheur d'excitation, est utilisée de la même façon, et pour les mêmes raisons, que pour l'alternateur classique équipé d'un pont de diodes. Si cette commande permet de maximiser la puissance transmise, rien n'indique que ce soit celle qui permette de garantir un fonctionnement optimal (par rapport au cahier des charges qu'on s'est fixé), en permettant par exemple de contrôler le bruit de la machine, en optimisant le rendement, etc.

- En mode moteur, les phases de la machine sont également alimentées par des créneaux de tension. L'instant de commutation et la largeur des créneaux peuvent varier. Ce sont en effet des variables de réglage. Dans le cas de créneaux de moyenne nulle caractérisés par rapport cyclique 0,5, il s'agit d'une commande 180°. Pour les commandes actuelles, le réglage des trois variables de réglage du système est réalisé tel qu'on maximise le couple de la machine, pour un démarrage le plus rapide possible. Ce type de commande est suffisant pour le démarrage du véhicule. Cependant, pour ce type d'architecture de véhicule hybride parallèle, si on imagine une future gamme de ce type de système, plus puissante, il est tout à fait envisageable de réaliser par exemple une fonction boost. Dans ce cas, maximiser le couple n'est peut être pas forcément le seul objectif de la commande. D'autres contraintes peuvent apparaître, comme la réduction du bruit.

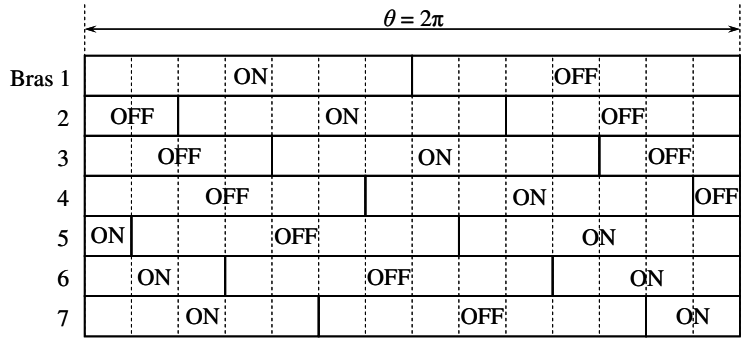


Figure 24 : *Séquençage de l'amorçage des bras d'onduleur 7-phases pour une commande pleine onde 180°*

Lors du développement du premier prototype polyphasé, ces méthodes de contrôle du système, déjà éprouvées dans le cas triphasé, ont été les premières testées. Bien qu'elles aient montré des performances correctes au premier ordre (du point de vue des niveaux de puissance transmis dans les deux modes de fonctionnement), elles se sont montrées insuffisantes sur les performances au deuxième ordre ; surtout au niveau du bruit émis par la machine. En outre, elles ne garantissent pas un rendement optimal, ni une pollution harmonique minimale, etc. C'est de cette situation qu'est né le besoin de développer de nouvelles lois de commande du système.

[23] 180° : en rapport avec la durée de commutation. Pour ce type de commande, chaque bras d'onduleur est commandé au niveau haut pendant la moitié de la période électrique (180°), puis au niveau bas pendant la même durée (180°).

Le deuxième chapitre a permis de comprendre pourquoi la transposition du problème triphasé, au cas polyphasé, n'est pas immédiate. Nous avons alors donné des outils qui permettent d'effectuer cette transposition. Ce troisième chapitre permet de tester ces outils à travers la mise en œuvre et l'analyse de différentes commandes.

On propose de commencer par les commandes les plus simples, qui n'utilisent pas de boucles d'asservissement des courants statoriques. Les deux modes de fonctionnement de la machine électrique vont être testés : alternateur et moteur. Pour chacun de ces modes, nous allons partir de résultats issus d'essais expérimentaux simples, effectués à un point de fonctionnement particulier. On montrera alors comment utiliser les modèles développés dans le deuxième chapitre pour analyser ces résultats. Une comparaison sera aussi réalisée entre ces essais expérimentaux et des simulations numériques. On testera ainsi la capacité des modèles développés dans le deuxième chapitre à prévoir le comportement du système.

3.1.2 : Mode moteur

Pour chaque essai, on utilise le banc expérimental décrit en annexe-A6. Celui est composé de l'alterno-démarreur 7-phases étudié, directement accouplé mécaniquement à une machine synchrone type « brushless ». Cette machine sert à émuler le comportement du moteur thermique. Dans ce mémoire, peu d'efforts ont été apportés à l'émulation fine du moteur thermique[24]. La machine brushless servira juste ici à imposer sur l'arbre mécanique commun aux deux machines électriques, selon le cas, soit un profil de vitesse, soit un couple résistant constant.

3.1.2.1. Essai expérimental d'une commande pleine onde 180°

On réalise un premier test en mode moteur de l'alterno-démarreur 7-phases. Pour cela, la machine brushless impose une vitesse constante de 1000 tr/min. Le courant d'excitation est fixé par une alimentation continue séparée à une valeur de 7,5 A. On réalise alors une commande simple de l'onduleur, type pleine onde 180° (Figure 24). On définit ψ, l'angle d'amorçage des bras d'onduleur, en utilisant la Figure 25. Cet angle caractérise le retard des tensions simples imposées par l'onduleur, par rapport aux fem à vide. Pour cet essai, $\psi = -50°$, tel qu'on maximise le couple mécanique mesuré sur l'arbre. Celui-ci est mesuré à l'aide du capteur de couple placé entre les deux machines électriques. Dans ces conditions, cette mesure indique 22 Nm, en moyenne sur une période mécanique.

[24] Bien que d'autres précédents travaux aient été réalisés au L2EP, en vue d'une modélisation plus évoluée du moteur thermique [116].

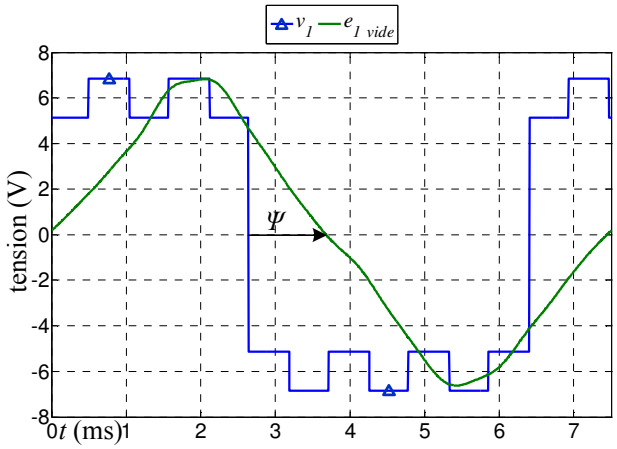


Figure 25 : *Définition de l'angle d'amorçage des bras d'onduleur Ψ, entre une tension simple v_1 et une fem simple à vide e_1*

Avec la Figure 26 et la Figure 27, on donne une première vue des résultats obtenus pour cet essai. Il s'agit pour la Figure 26 du relevé des courants de phases statoriques (a), accompagnés de la décomposition d'un de ces courants sous forme de série de Fourier (b). La Figure 27 trace la tension simple v_1 en superposition du courant i_1 (attention au rapport × 20 pour la tension v_1).

Ces figures, données dans le référentiel naturel de la machine, fournissent peu d'éléments facilement exploitables. La tension v_1, imposée par l'onduleur, correspond bien au relevé théorique de la Figure 25 ; à une chute de tension près, traduisant une résistance parasite entre la source et la machine. Par ailleurs, avec le type de commande proposée ici, la forme des courants statoriques n'est pas contrôlée. La décomposition sous forme d'une série de Fourier montre que leur spectre contient les harmoniques impairs 1 à 13, sauf 7. Ce résultat correspond bien à ce type de charge heptaphasée, couplée en étoile, et alimentée par ce type de créneaux de tension. On propose de projeter ces résultats dans les référentiels de Concordia et de Park afin de permettre une analyse plus complète (Figure 28).

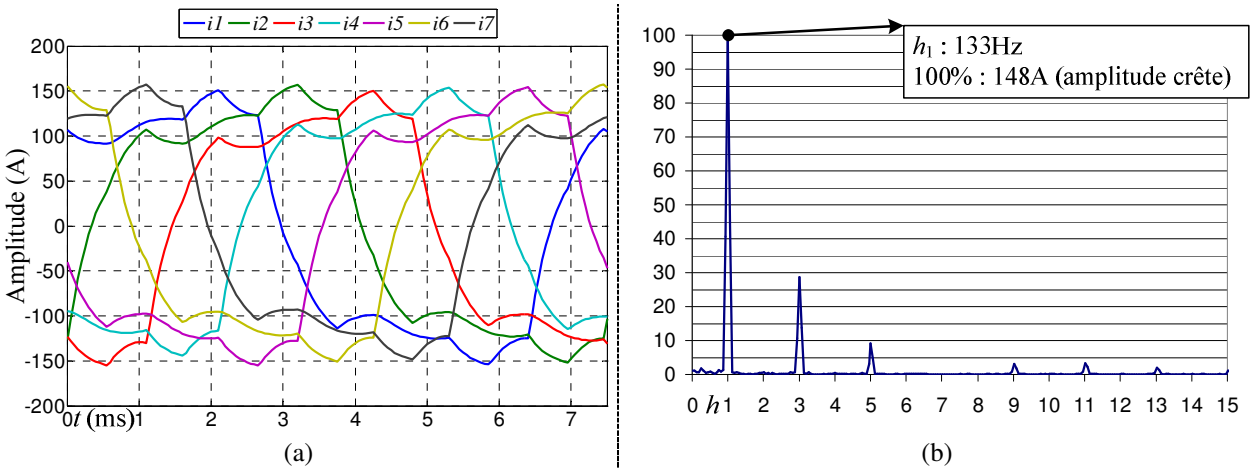


Figure 26 : *Courants réels mesurés expérimentalement (a) et décomposition harmonique (b) ; mode moteur, N = 1000 tr/min, i_F = 7,5 A*

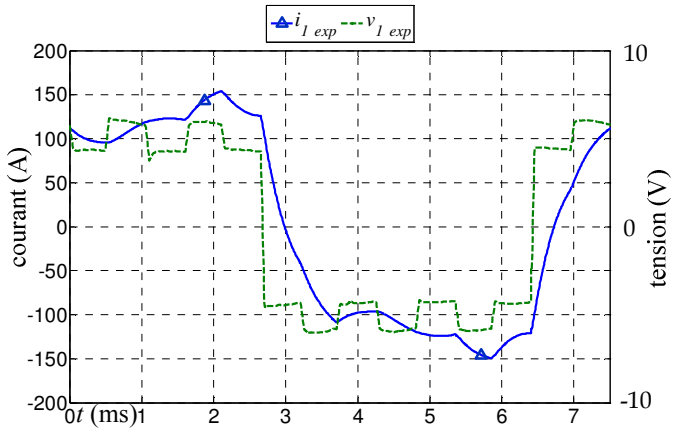


Figure 27 : *Courant et tension réels (i_1 et v_1) mesurés expérimentalement*

Avec la Figure 28, on visualise les mêmes résultats que ceux de la Figure 26, mais sous d'autres formes. Cette figure est décomposée de la façon suivante : trois lignes superposées correspondent aux résultats projetés dans les sous espaces associés aux trois machines fictives M1, M2 et M3. Les trois colonnes (a), (b) et (c) correspondent respectivement :

- (a) : aux courants statoriques projetés le référentiel de Concordia. Pour les trois machines fictives, on représente $i_{M1,2,3\,\beta}$ fonction de $i_{M1,2,3\,\alpha}$,
- (b) : à la décomposition sous forme de série de Fourier des courants obtenus dans le référentiel de Concordia généralisé,
- (c) : au relevé temporel des courants projetés dans le référentiel de Park. Les rotations utilisées sont les mêmes que celles définies dans le chapitre 2, lors de l'identification des paramètres effectuée par asservissement des courants dans le référentiel de Park généralisé. Dans M1, la rotation est donc réalisée à la pulsation du fondamental, puis à la pulsation de l'harmonique de rang 2 dans M2, puis à la pulsation de l'harmonique 3 dans M3.

Machine fictive par machine fictive, on peut dégager les conclusions suivantes :

Dans **M1** :

- Le fondamental de courant est de loin le majorant par rapport aux autres harmoniques. L'harmonique de rang 13 est source de perturbation, mais il est très faible. Cette machine fictive, telle qu'elle est commandée, semble donc capable de produire un couple relativement constant, à condition que la fem associée à M1 soit elle aussi majoritairement caractérisée par un seul harmonique. Vu le spectre de fem de la machine, estimé à partir d'essais à vide (cf. Annexe-A4), les interactions entre les harmoniques de courants et les harmoniques de fem, autres que les fondamentaux de ces deux grandeurs, paraissent faibles, et perturbent donc peu le couple électromagnétique. Du point de vue de la qualité du couple électromagnétique, cette machine semble donc conçue et commandée correctement.
- Vu les niveaux des courants sur les axes d et q (colonne (c)), il apparaît que la commande qui extrait un maximum de puissance, à module du vecteur courant donné, n'est pas celle qui utilise un courant nul sur l'axe d (ici, i_{M1d} vaut, en valeur absolue, environ la moitié de i_{M1q}). Dans ce mémoire, on définit ces axes, à partir des fem à vide, tels que la composante de fem soit nulle sur l'axe d, et maximale sur l'axe q. Si on suppose qu'il n'y a pas de modification des fem, qui pourraient être dues à des effets de saturation magnétique lorsque la machine est en charge, alors

la commande optimale d'un point de vue rendement est celle qui annule la composante sur l'axe d. Dans ce cas, c'est en effet celle qui travaille à pertes Joule minimale, et qui par conséquent maximise la puissance extraite du système à module donné du vecteur courant. Or, ce n'est pas le cas ici. Ceci signifie donc qu'il y a une modification de la fem lorsque la machine est en charge, probablement à cause d'effets de saturation magnétique. Il semble donc nécessaire de trouver des stratégies de commande qui n'annulent pas systématiquement l'alimentation de l'axe d.

Dans **M2** :

- On retrouve la projection des harmoniques décrite par le Tableau 1 : harmoniques 2, 5 et 9 associés à la machine M2. L'harmonique 2 est très faible. Vu le mode d'alimentation, il provient très certainement des fem, caractérisées par cet harmonique (cf. Annexe-A4). L'interaction des harmoniques 5 et 9 est à l'origine de l'harmonique de rang 14, très visible avec la représentation « en étoile » de la colonne (a) (étoile à 14 branches). Cet harmonique était déjà visible pour M1, mais beaucoup moins (polygone à 14 côtés).
- Le contrôle des courants dans M2 est relativement mauvais. Vu le spectre harmonique des fem associées à cette machine, qui contient à la fois des harmoniques 2 et 5, il faudrait au moins pouvoir contrôler le courant pour annuler un de ces deux harmoniques de courant. Ici, beaucoup d'interactions entre ces harmoniques de fem et de courant sont potentiellement source de perturbations sur le couple électromagnétique. Vu les amplitudes des grandeurs électriques, ces perturbations ont peu d'impact énergétique, et agissent uniquement au deuxième ordre. Elles peuvent être source d'effets gênants comme du bruit.
- La façon de commander cette machine fictive dégrade également le rendement global du système. M2 n'apporte en effet rien du point de vue du couple utile.

Dans **M3** :

- Les remarques sont sensiblement les mêmes à celles établies dans M2. Cette machine est mal commandée. Elle est potentiellement source d'effets non souhaités : couple perturbé à l'origine de bruit et de la dégradation du rendement global. Vu les niveaux de courants dans M3, plus élevés par rapport à ceux observés dans M2, cette machine fictive est davantage source de perturbation que M2.

En conclusion, on remarque déjà à partir de ce type d'essai simple, que la commande pleine onde 180° peut être correcte au premier ordre, mais insuffisante au deuxième ordre. Si la machine fictive M1 semble commandée correctement, M2 et M3 ne le sont pas et sont potentiellement sources de perturbations.

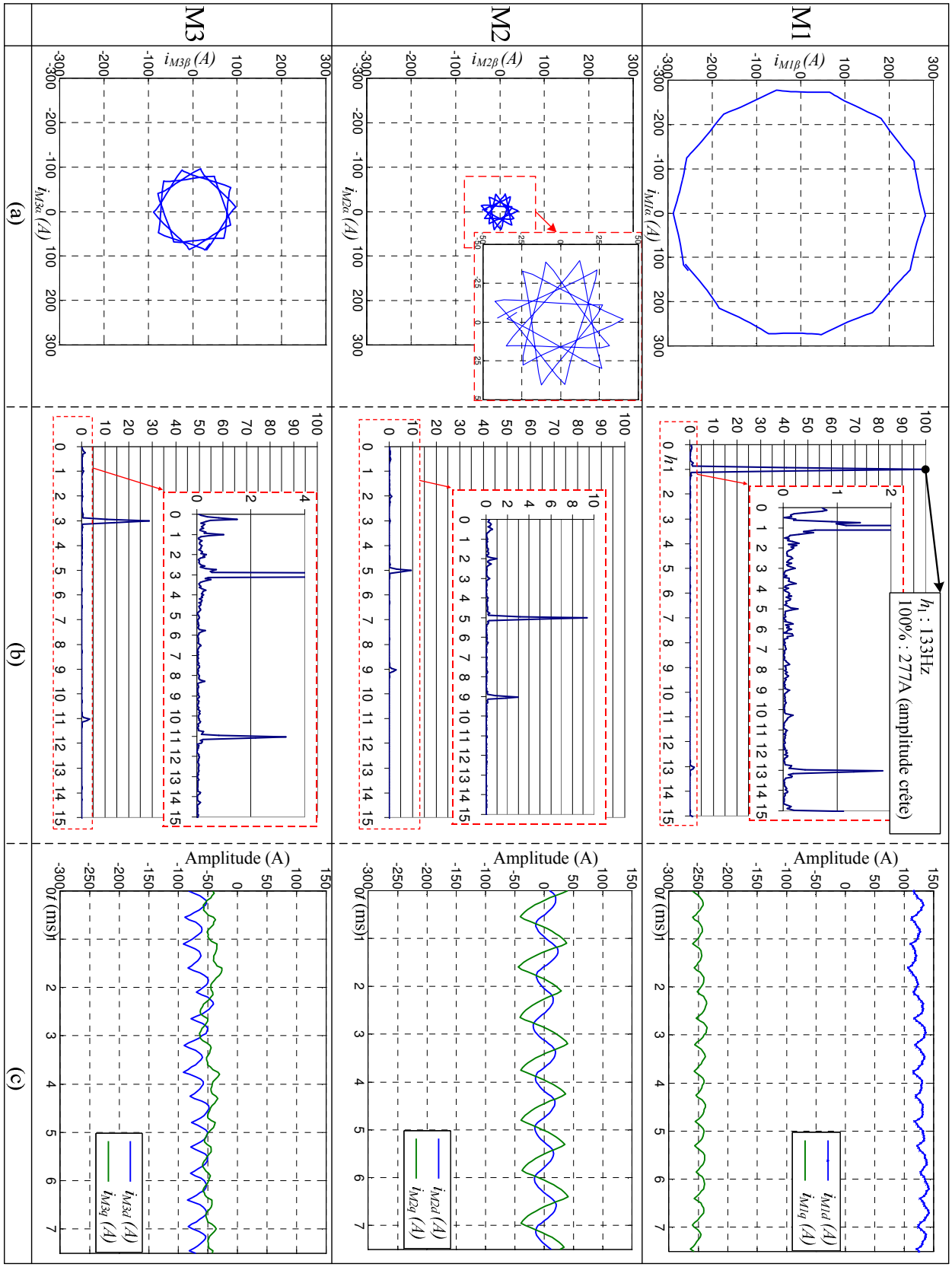


Figure 28 : *Analyse des courants expérimentaux dans les référentiels de Concordia (a)-(b) et de Park (c) ; mode moteur, N = 1000 tr/min, i_F = 7,5 A*

3.1.2.2. Validation du modèle en mode moteur

On cherche maintenant à vérifier que les résultats de cet essai répondent bien à la modélisation établie dans le deuxième chapitre.

Pour cela, on utilise le logiciel Matlab-Simulink. Ceci permet de créer un modèle numérique de l'ensemble 7-phases étudié. Cette modélisation est établie dans le référentiel de Concordia généralisé, à partir d'un système d'équations électriques parfaitement découplé. Dans un premier temps, on ne prend pas en compte les effets de perméance variable dans le modèle numérique. Par conséquent, le modèle est caractérisé par trois inductances invariantes au point de fonctionnement considéré. Il s'agit des trois inductances cycliques, caractérisant les trois machines fictives, dans le cas d'une machine à pôles lisses. Dans M2 et M3, ceci correspond quasiment à la réalité observée expérimentalement lors de l'identification (Figure 23). Pour M1, le travail d'identification a montré une différence importante entre les inductances sur les axes d et q, dans le repère de Park associé à M1. Avec cette première approche simplifiée, on choisit de travailler avec une valeur moyenne d'inductance entre les axes d et q, au sein de la machine M1. Ceci permet d'utiliser un modèle simple, établi dans le référentiel de Concordia, et caractérisé par des paramètres constants au point de fonctionnement étudié. Par ailleurs, pour ce premier calcul numérique, on utilise directement les relevés de fem à vide (cf. Annexe-A4), pour l'estimation des fem de la machine.

Dans les mêmes conditions d'alimentation que celles des relevés expérimentaux de la Figure 26 et de la Figure 28, on relève tout d'abord le courant d'une phase de la machine donné par le modèle numérique. On compare ce courant au relevé expérimental (Figure 29-(a)). Cette figure montre une différence importante entre les deux relevés (expérimental et du modèle numérique). L'origine de ces différences peut être multiple :

- erreurs de modélisation trop importantes,
- erreurs de caractérisation des paramètres du modèle.

L'objectif ici est d'examiner deux points essentiels :

- vérifier si la modélisation proposée est correcte. C'est-à-dire si elle permet de prévoir le comportement du système, et s'il est légitime de construire la structure de commande du système en utilisant ce modèle.
- Vérifier si la méthodologie de caractérisation des paramètres électriques donnée dans le deuxième chapitre est valable.

Avec la Figure 29-(a), rien n'indique que ces deux points soient vérifiés. Cependant, nous avons opéré certaines simplifications pour la modélisation du système. Une première simplification concerne l'effet de perméance variable, non pris en compte lors de ce premier calcul réalisé avec le modèle numérique. On décide donc d'intégrer dans un second temps les effets de perméance variable. Pour cela, il faut retravailler légèrement la modélisation du système. Dans la mesure où l'on considère les machines fictives diphasées indépendamment les unes des autres, alors on peut réutiliser directement, pour chacune d'elles, les résultats des travaux menés dans le cas triphasé, lorsque la modélisation est établie dans les référentiel de Concordia ou de Park. On utilise des résultats issus de [117]-[118], sur la modélisation des machines synchrones triphasées, avec prise en compte de la variation d'entrefer, en vue de leur commande. Dans ces travaux, la modélisation de la machine triphasée est réalisée dans le référentiel de Park. Ceci permet d'utiliser un modèle caractérisé par des paramètres inductifs indépendants de la

position, lorsqu'on considère un seul harmonique de la fonction de perméance. On différencie dans ce cas les valeurs d'inductances entre les axes d et q. Ce point est en accord avec les résultats d'identification réalisés, dans le deuxième chapitre, en opérant un asservissement des courants des machines fictives dans le référentiel de Park. On applique cette modélisation uniquement à M1, en projetant le modèle que nous avons décrit dans le repère de Concordia, vers le repère de Park associé à cette machine fictive. On compare alors, avec la Figure 30, un relevé numérique de courant de phase ($i_{1\ modèle}$) au même relevé expérimental de la Figure 29-(a) ($i_{1\ exp}$). Par rapport au relevé de la Figure 29-(a), pour lequel le modèle numérique ne prenait pas en compte la variation de la perméance d'entrefer, on ne distingue pas avec la Figure 30 d'amélioration sur la forme du courant. Par conséquent, il ne semble pas nécessaire d'intégrer l'effet de variation d'entrefer dans le modèle de commande. Pour la suite, nous revenons donc à un modèle plus simple, qui utilise une valeur moyenne pour l'inductance qui caractérise M1. Cette moyenne est calculée à partir des deux mesures d'inductances sur les axes d et q, dans M1, réalisées dans le repère de Park. Ceci permet alors de revenir à une modélisation plus simple, réalisée dans le référentiel de Concordia, et n'intégrant pas de rotation.

On suppose maintenant que les différences observées entre le modèle numérique et le relevé expérimental ne proviennent pour l'essentiel que d'un élément, celui que nous avons le moins travaillé : l'estimation des fem de la machine. Travailler avec les fem à vide représente en effet une approche grossière, d'autant que la machine est utilisée dans des régimes de fonctionnement correspondant à des niveaux élevés de saturation des matériaux magnétiques. On cherche donc un moyen d'estimer les fem en charge au point de fonctionnement étudié ici. A partir des paramètres électriques de la machine et des relevés des courants expérimentaux, il est possible d'obtenir une telle estimation. Pour simplifier cette estimation et l'obtenir par une approche au premier harmonique, on travaille uniquement dans la machine M1. En notation complexe, l'expression (38) permet facilement d'obtenir l'estimation du vecteur fem associé à M1, dans le référentiel de Concordia.

$$\underline{E}_{M1\,\text{charge}} = \underline{V}_{M1} - \mathrm{R_S}\,\underline{I}_{M1} - j\,\mathrm{L_{M1}}\,\omega\,\underline{I}_{M1} \qquad \textbf{(38)}$$

Avec la Figure 29-(b)[25], on donne le résultat de cette estimation à l'aide de deux courbes. L'une et l'autre correspondant à $\vec{e}_{M1\,\text{charge}}$ décomposé suivant les axes α et β, au sein du sous espace S1 associé à M1. Ces courbes sont comparées à la fem à vide de la machine, décomposée de la même façon. Au premier ordre, on observe une grande différence entre ces deux estimations de fem, aussi bien du point de vu de la phase, que de l'amplitude.

[25] Pour les courbes temporelles, sauf contre-indication, on donne les relevés sur une unique période électrique.

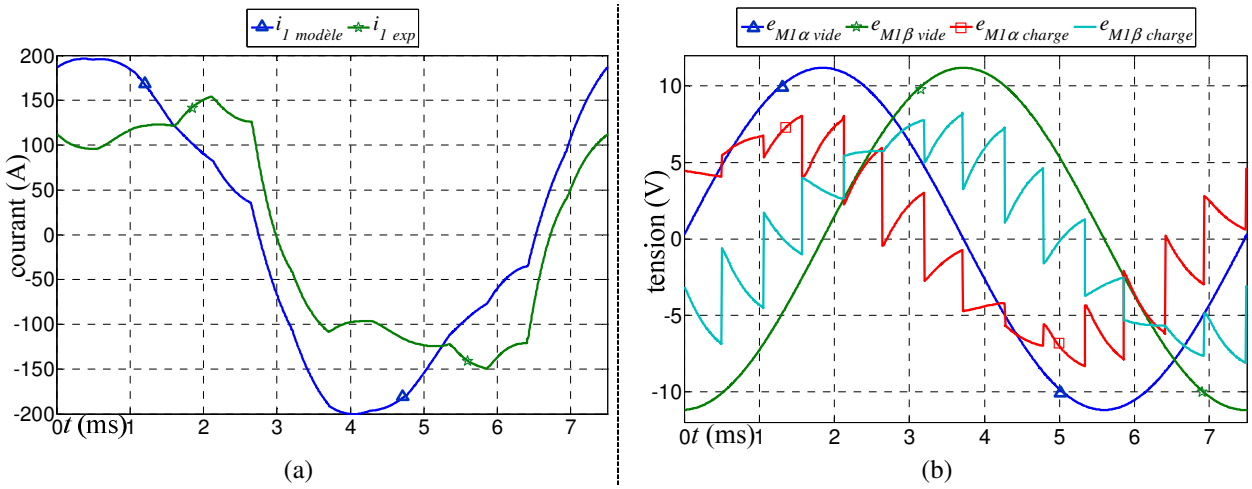


Figure 29 : *Comparaison entre relevé expérimental et relevé du modèle numérique du courant statorique (a), et de la fem projetée dans la machine M1(b) ; mode moteur, utilisation de la fem à vide pour le modèle numérique*

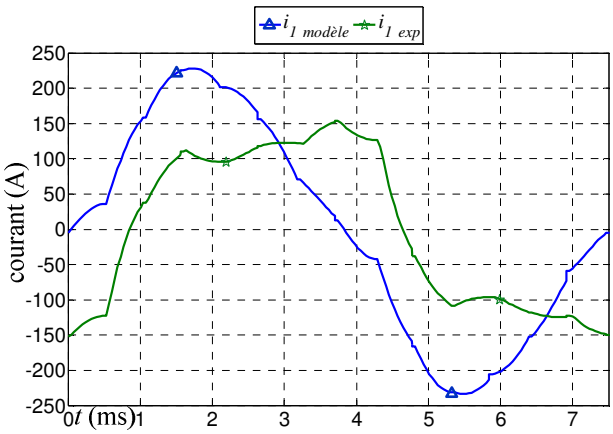


Figure 30 : *Comparaison, entre relevé expérimental et relevé du modèle numérique, du courant statorique ; mode moteur, utilisation de la fem à vide et prise en compte de la variation de perméance d'entrefer pour le modèle numérique*

On décide de rapprocher l'estimation de fem du modèle numérique à cette estimation de fem en charge dans M1. On modifie pour cela simplement la phase et l'amplitude de la fem à vide tel qu'au premier ordre, la fem utilisée pour le modèle numérique dans M1 corresponde à l'estimation de fem en charge (Figure 31-(b)). Un nouveau calcul du courant de phase effectué avec le modèle numérique, en utilisant cette nouvelle estimation de fem, propose un résultat bien plus proche de la réalité expérimentale que précédemment (Figure 31-(a)).

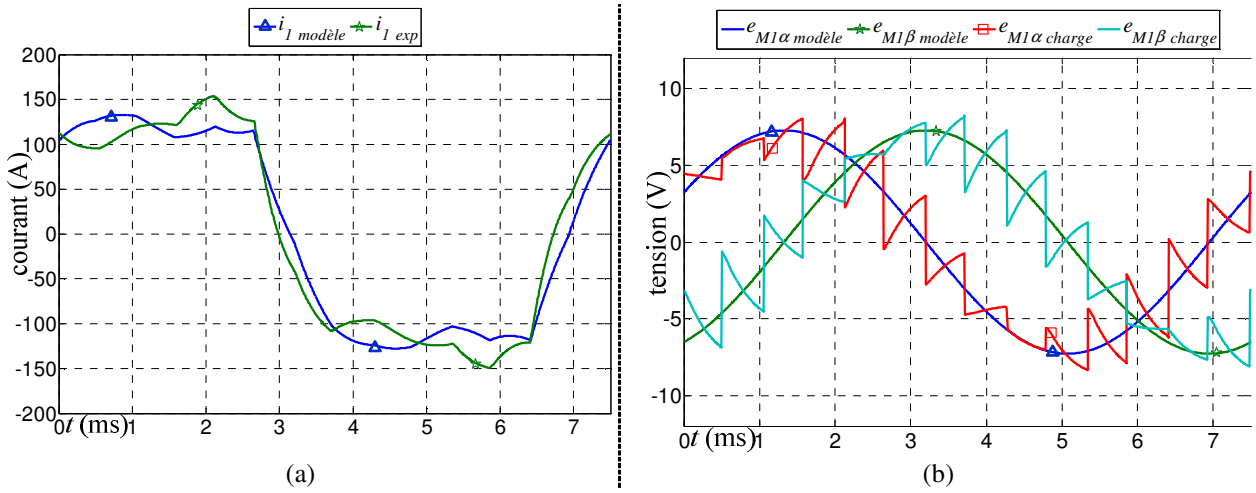


Figure 31 : *Comparaison entre relevé expérimental et relevé du modèle numérique du courant statorique (a), et de la fem projetée dans la machine M1 (b) ; mode moteur, utilisation d'une estimation de la fem en charge dans M1 pour le modèle numérique*

La Figure 32-(a) propose une décomposition des résultats de la Figure 29-(a) dans le référentiel de Concordia. La Figure 32-(b) propose la même décomposition des résultats de la Figure 31-(a). Pour M1, deux représentations sont données pour les courants suivant les axes α et β : une représentation temporelle et une représentation donnant $i_{M1\ \beta}$ fonction de $i_{M1\ \alpha}$. Avec cette figure, on constate l'amélioration des résultats du modèle numérique, lorsqu'on réadapte la phase et l'amplitude de l'estimation de fem à vide tel que décrit précédemment. Cette amélioration est, assez logiquement, surtout observée au sein de M1. En effet, la modification du modèle a été opérée en ne considérant que cette machine fictive. Vu les faibles niveaux de fem dans les deux autres machines fictives, la modification du modèle sur un principe équivalent, au sein de ces machines, n'apporte pas d'amélioration significative. En outre, une telle modification oblige à travailler sur la modification de fem, machine fictive par machine fictive, alors qu'ici, on ne retravaille que sur deux paramètres : l'amplitude et la phase de l'estimation de fem, dans le référentiel naturel.

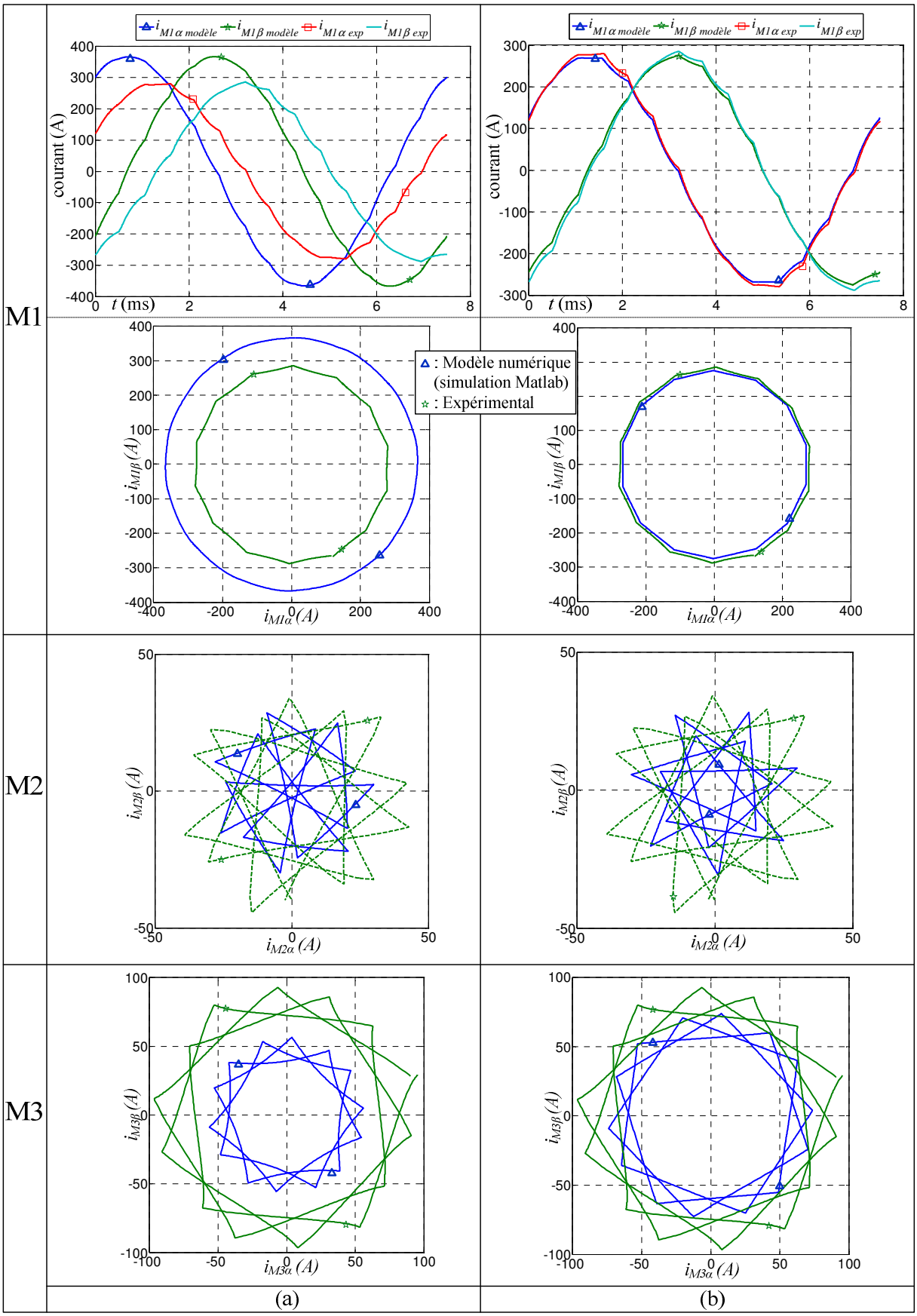


Figure 32 : *Comparaison entre relevé expérimental et relevé d'un modèle numérique, des courants associés aux machines fictives M1, M2 et M3 ; mode moteur, utilisation d'une estimation de fem à vide (a), et en charge dans M1 (b), pour le modèle numérique*

En conclusion de cet essai, un modèle numérique donne des résultats satisfaisants, comparables aux mesures expérimentales. Ce modèle ne prend pas en compte les effets de perméance variable, ce qui permet de le représenter relativement simplement, dans le référentiel de Concordia. Une modélisation plus complexe, pour laquelle la machine fictive M1 a été représentée dans son repère de Park, et qui permet ainsi de tenir compte de la variation de la perméance d'entrefer, n'a pas montré de meilleurs résultats. En outre, nous avons vu qu'utiliser les fem à vide comme estimation des fem de la machine en charge est insuffisant. Nous avons alors montré comment retravailler sur l'estimation des fem en charge, uniquement au sein de la machine M1. Cette nouvelle estimation a montré une nette amélioration des résultats issus du modèle numérique. Il est également possible de refaire le même travail d'estimation des fem en charge au sein des machines M2 et M3 pour encore affiner le modèle. Cependant, vu les faibles amplitudes des fem dans ces machines fictives, il est délicat de statuer sur la précision de leur estimation, quelque soit leur nature : à vide ou en charge. En conséquence de quoi, il ne semble pas nécessaire de travailler sur l'estimation des fem en charge au sein de M2 et M3, alors que ce type d'estimation apporte une amélioration sensible du modèle, lorsqu'elle est faite pour M1.

Il a été mis en évidence qu'il était possible, en conservant la structure simple du modèle proposé, de retrouver les résultats expérimentaux à partir du modèle. Par contre, il faut recalculer pour chaque point de fonctionnement une fem en charge, au moins au sein de M1, pour prendre en compte de cette façon les effets importants de la réaction magnétique d'induit.

3.1.3 : Mode alternateur

3.1.3.1. Essai expérimental d'une commande pleine onde 180 °, en redressement synchrone

On teste maintenant le mode alternateur de la machine électrique, en commande pleine onde. Le mode opératoire est identique au cas précédent, réalisé en mode moteur. Cependant, ici on travaille à une vitesse différente, N = 1800 tr/min (ce qui correspond généralement à la vitesse de la machine électrique au ralenti du moteur thermique), et une excitation plus faible, i_F = 2,7 A. Pour le même type de commande pleine onde 180° que celle réalisée précédemment, on modifie l'angle d'amorçage des bras d'onduleur pour que la machine puisse fonctionner en mode alternateur. A l'aide d'une charge électronique programmable, placée en parallèle de la source d'énergie électrique, la tension du bus continu est maintenue constante à une valeur de 12 V. Cette charge programmable absorbe donc la puissance électrique générée par l'alternateur, et on définit l'angle d'amorçage des bras d'onduleur, Ψ = 60°, tel que cette puissance soit maximale. Celle-ci vaut dans ces conditions 1000 W.

Avec ce mode de fonctionnement, on reproduit quasiment le fonctionnement d'un pont de diodes classique. La différence avec le pont de diodes vient du fait que l'on profite des chutes de tension des transistors MOSFET, plus faibles que celles de diodes de puissance. Ce type de commande de l'onduleur, qui utilise un autopilotage en mode alternateur de la machine électrique est appelé « redressement synchrone » [7].

On donne avec la Figure 33 et la Figure 34 les relevés de courants obtenus avec ce deuxième essai, mis en forme d'une façon identique que pour l'essai précédent réalisé en mode moteur à vitesse constante (Figure 26 et Figure 28). Par rapport à cet essai effectué en mode moteur, une observation expérimentale

supplémentaire peut être faite, à propos du bruit de la machine, relativement important. On ne dispose pas hélas de mesure expérimentale de bruit. Nous rediscuterons de ce point lors de prochaines commandes qui utilisent un asservissement des courants statoriques.

Les analyses qu'on peut apporter sur cet essai sont très proches de celles menées pour l'essai précédent, en mode moteur. Pour résumer, remarquons que :

- l'analyse dans le référentiel naturel est difficile à réaliser,
- l'analyse dans les référentiels de Concordia et de Park montre que la machine fictive M1 est commandée correctement. Néanmoins, la commande des machines M2 et M3 est mal réalisée, ce qui permet d'expliquer certaines observations expérimentales, dont le bruit important émis par la machine électrique.

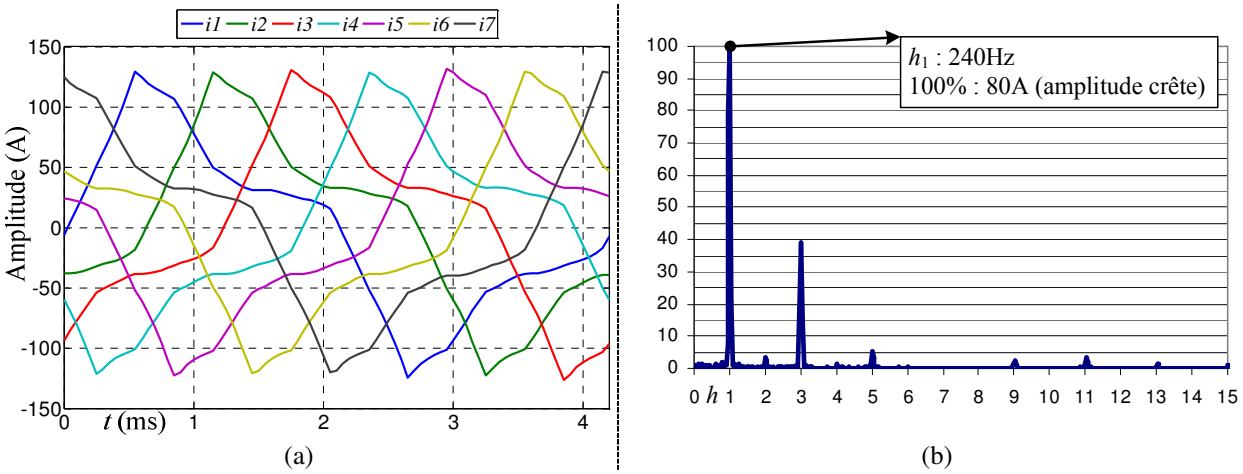


Figure 33 : *Courants réels mesurés expérimentalement (a) et décomposition harmonique (b) ; mode alternateur, $N = 1800$ tr/min, $i_F = 2{,}7$ A*

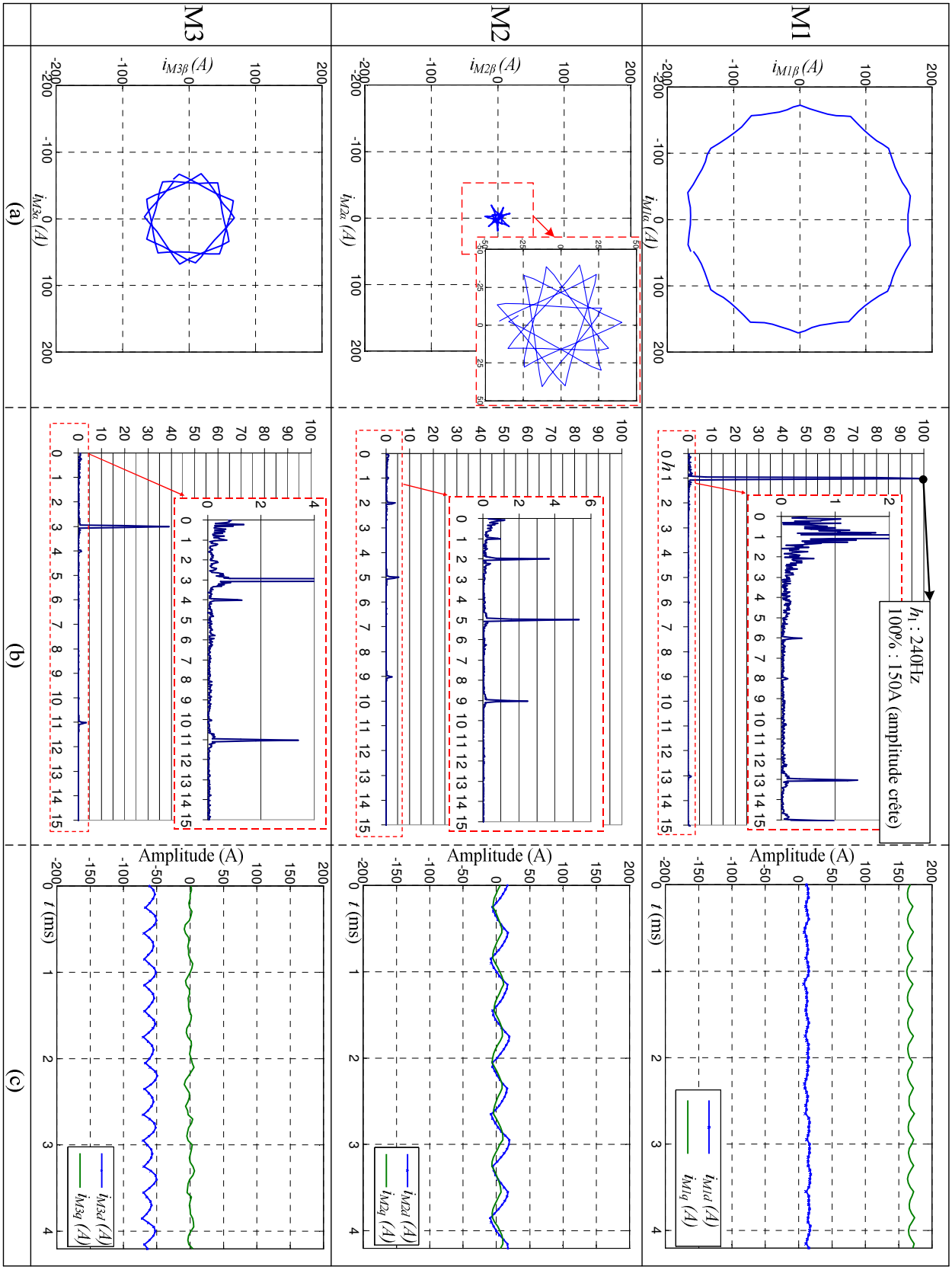


Figure 34 : *Analyse des courants expérimentaux dans les référentiels de Concordia (a)-(b) et de Park (c) ; mode alternateur, N = 1800 tr/min, i_F = 2,7 A*

3.1.3.2. Validation du modèle en mode moteur

Par ailleurs, on reproduit le même travail que celui réalisé précédemment en mode moteur, pour tester le modèle numérique. La Figure 35, la Figure 36 et la Figure 37, donnent les mêmes types de résultats que ceux mis en forme avec la Figure 29, la Figure 31 et la Figure 32 lors de l'essai précédent en mode moteur. Les conclusions sont identiques aux conclusions précédentes, puisqu'on observe aussi pour ce deuxième essai que :

- le modèle simplifié, établi dans le référentiel de Concordia à partir d'un jeu d'équations parfaitement découplé, permet de prévoir le comportement du système.
- Les paramètres électriques déterminés avec la méthode d'identification décrite dans le deuxième chapitre sont utilisés directement ici, avec le modèle numérique. Ceci montre que la méthode est valable aussi pour ce deuxième essai.
- L'utilisation directe des fem à vide pour le modèle montre des résultats moins bons que lorsqu'on utilise une estimation des fem en charge dans M1, afin de modifier la phase et l'amplitude de ces fem à vide. Toutefois, pour cet essai, des indicateurs montrent que la fem en charge est plus proche de la fem à vide que dans l'essai précédent : tout d'abord, sur la Figure 34-(c), le courant sur l'axe d, associé à la machine M1, est proche de 0 A. Ensuite, la Figure 35-(b), qui compare fem à vide et estimation de fem en charge dans M1, montre que ces deux estimations sont proches. Ces éléments montrent qu'on travaille ici à des niveaux de saturation des matériaux magnétiques plus faibles que pour l'essai précédent en mode moteur.
- Enfin, un modèle plus complexe, qui utilise une représentation de M1 dans le repère de Park, pour la prise en compte d'effets de saillance des pôles magnétiques, ne fournit pas de meilleurs résultats que ceux fournis ici, à partir d'une modélisation entièrement établie dans le référentiel de Concordia, sans prise en compte des effets de saillance. Les résultats de ce modèle plus complexe ne sont donc pas exposés dans ce mémoire.

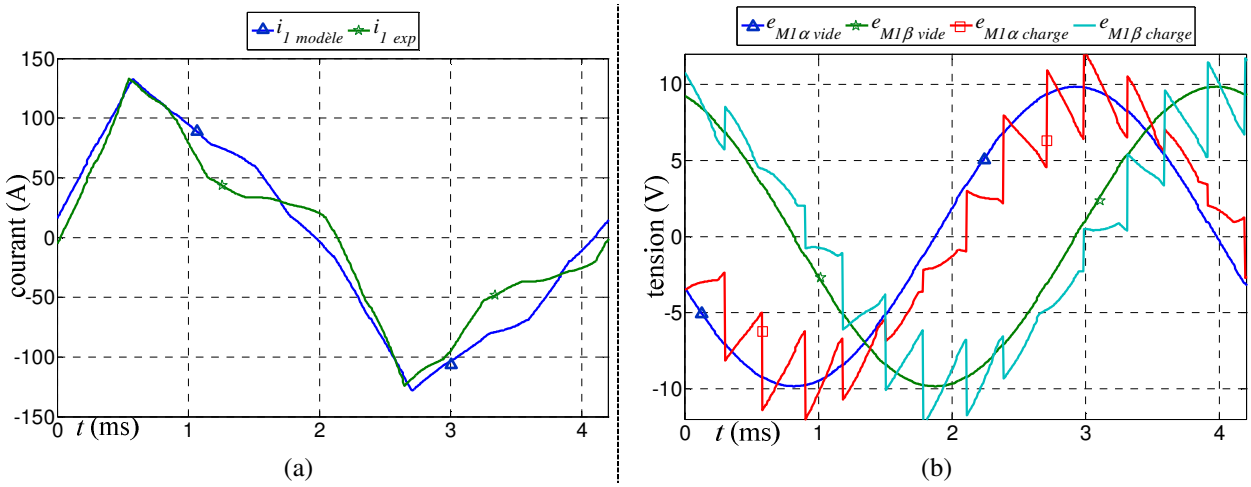


Figure 35 : *Comparaison entre relevé expérimental et relevé d'un modèle numérique du courant statorique (a), et de la fem projetée dans la machine M1 (b) ; mode alternateur, utilisation de la fem à vide pour le modèle numérique*

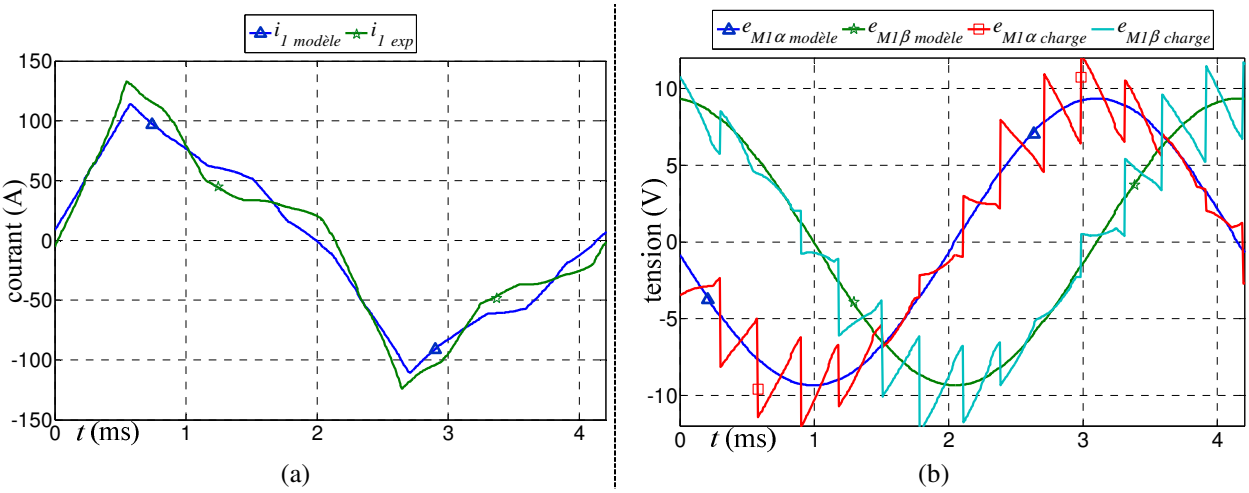


Figure 36 : *Comparaison entre relevé expérimental et relevé d'un modèle numérique du courant statorique (a), et de la fem projetée dans la machine M1 (b) ; mode alternateur, utilisation d'une estimation de la fem en charge dans M1 pour le modèle numérique*

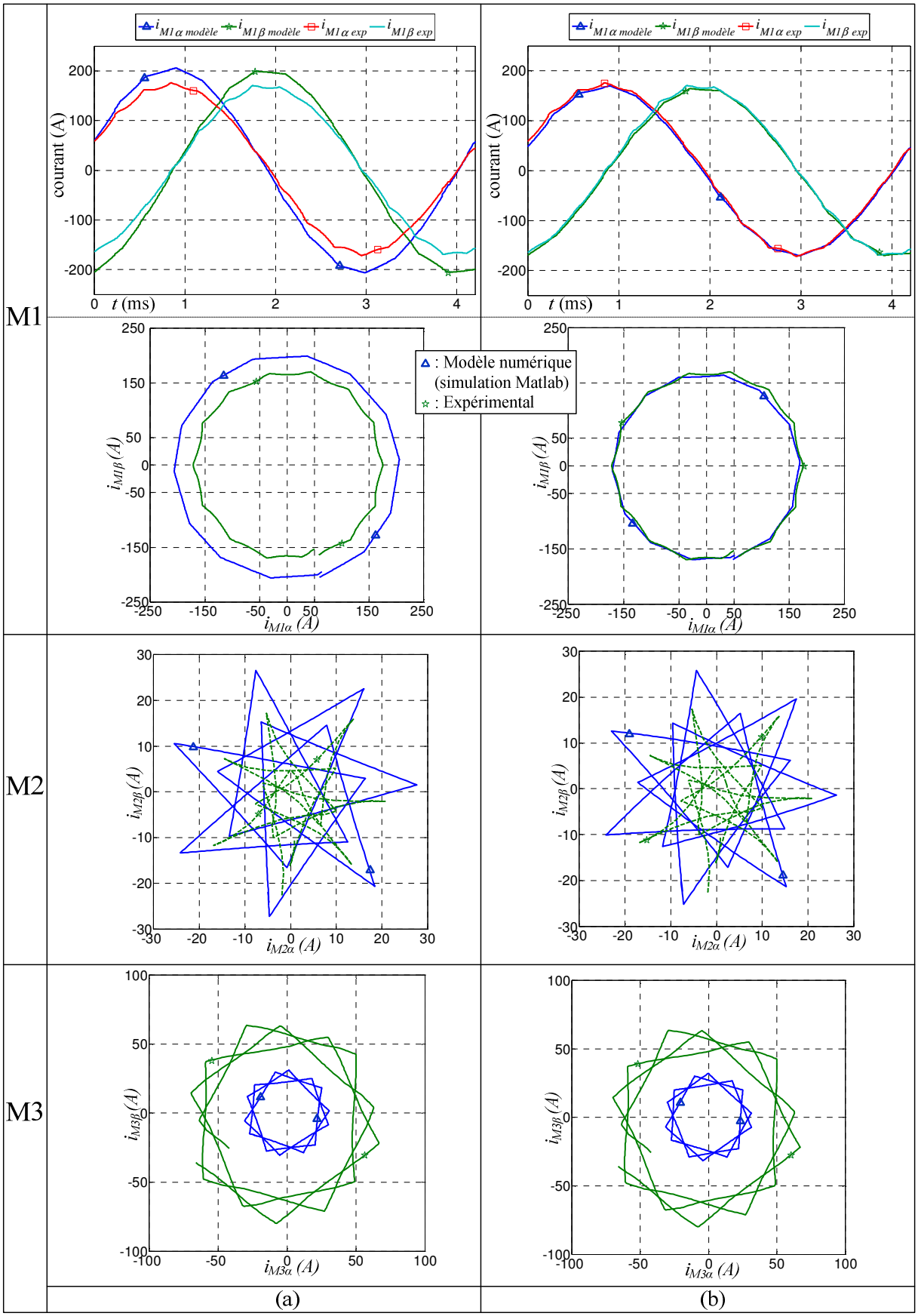


Figure 37 : *Comparaison entre relevé expérimental et relevé d'un modèle numérique, des courants associés aux machines fictives M1, M2 et M3 ; mode alternateur, utilisation d'une estimation de fem à vide (a), et en charge dans M1 (b), pour le modèle numérique*

3.1.4 : Avantages et limites de la commande pleine onde

Les commandes en pleine onde sont les premières qui ont été testées. Elles ont comme principal avantage d'être simples à mettre en œuvre, et par conséquent, elles induisent un coût moins élevé que d'autres commandes plus complexes.

En outre, ces commandes assurent une connexion permanente entre la machine et la source d'énergie électrique, et permettent d'atteindre le maximum de puissance extractible de la source [63] sans que la limitation du bus de tension continu ne pose de problème de commande. Vu le niveau de tension utilisé ici, relativement faible (12 V), cette remarque prend une grande importance. Dans certaines phases courtes de fonctionnement du système, comme un démarrage, où l'optimisation de la puissance est capitale, une commande pleine onde semble donc particulièrement bien adaptée.

En revanche, pour d'autres phases de fonctionnement du système, les commandes pleine onde peuvent s'avérer insuffisantes. En effet, en pleine onde, les signaux d'alimentation en créneaux sont caractérisés par un spectre harmonique riche, sources de multiples harmoniques de courants d'un rang supérieur au fondamental. Dans le cas triphasé, l'interaction entre ces harmoniques de courants d'un ordre supérieur, et les harmoniques de fem, sont généralement considérées comme sources de perturbations du couple électromagnétique. Cette remarque prend d'autant plus d'importance lorsque la conception de la machine est simple, avec une distribution harmonique de la fem non optimale par rapport au nombre de phases ; comme c'est le cas ici. Dans le cas d'une machine polyphasée, nous avons vu dans le deuxième chapitre comment optimiser la distribution harmonique de la fem en fonction du nombre de phases. Il est alors apparu possible d'exploiter d'autres harmoniques de fem que le fondamental, pour la création du couple électromagnétique utile. Nous avons également discuté des précautions nécessaires, à prendre dans ce cas, lors de l'alimentation de la machine, via les lois de commande. Pour un démarrage, il n'est pas gênant de ne pas optimiser la qualité du couple, tant qu'en moyenne, sa valeur est maximisée. En revanche, pour d'autres cycles de fonctionnement, en alternateur par exemple, où la machine électrique est utilisée en continu, il devient nécessaire de bien contrôler la qualité du couple, pour éviter certains effets gênants comme le bruit.

En conséquence, si la machine n'a pas été conçue de façon optimale, en vue d'une commande pleine onde, alors il devient nécessaire de proposer des commandes plus complexes. On propose dans la suite de ce chapitre d'étudier des commandes qui utilisent des asservissements des courants statoriques.

3.2. Commande par Modulation de Largeur d'Impulsion avec asservissement des courants associés aux machines fictives

Au vu des limites des commandes pleine onde étudiées dans le sous-chapitre précédent, on propose ici d'en étudier d'autres, plus complexes. Il s'agit de commandes qui utilisent des asservissements des courants statoriques. Pour cela, on utilise la représentation du modèle de la machine dans l'espace de découplage obtenu par la transformation de Concordia, et dans lequel nous avons défini la notion de machine fictive. Le modèle utilisé, pour la définition de la structure de commande est identique à celui du modèle numérique utilisé dans le sous-chapitre précédent, dédié à la présentation de la commande pleine onde 180°. Nous avons montré pour deux points de fonctionnement, en moteur et en alternateur, que l'utilisation de ce modèle était valable pour prévoir le comportement du système. On décide donc qu'il est également valable de l'utiliser comme modèle de commande ; ou plus précisément pour construire une structure de commande par inversion de la chaine énergétique.

Ce n'est pas ici le premier exemple que nous traitons dans ce mémoire sur ce type de commande. En effet, dans le deuxième chapitre, nous avons vu comment identifier directement les paramètres électriques du modèle de commande établi dans le référentiel de Concordia. Nous avions alors utilisé des asservissements des courants associés aux machines fictives. Pour cela, le contrôle des courants se faisait dans le référentiel de Park, c'est-à-dire en utilisant des rotations différentes pour chaque machine fictive. Nous allons ici réutiliser le même type de commande pour le contrôle des courants associés aux machines fictives.

Dans cette partie, on propose de réaliser à nouveau les essais précédemment effectués en pleine onde, avec cet autre type de commande, et de comparer les performances.

3.2.1 : Mode moteur

3.2.1.1. Essai expérimental en commande MLI, établie dans le référentiel de Park généralisé

La « Pleine Onde (PO) » et la « Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI) » sont deux méthodes de modulation pour la commande des bras d'onduleur. Dans ce troisième chapitre, nous avons jusqu'ici travaillé exclusivement en PO. Maintenant, nous allons réaliser des commandes MLI, qui utilisent des asservissements des courants associés aux machines fictives. On souhaite tout d'abord réaliser le même essai que celui décrit précédemment pour une commande pleine onde 180°, en mode moteur, à vitesse constante. On cherche donc à se placer dans les mêmes conditions. Ainsi, on commence par fixer :

- la vitesse de rotation à 1000 tr/min,
- le courant d'excitation à 7,5 A.

L'objectif est de prélever sur l'arbre mécanique le même couple que lors de l'essai précédent en pleine onde. Lors de cet essai, la mesure expérimentale indiquait en moyenne 22 Nm (sur une période mécanique).

Pour parvenir à cet objectif, il faut maintenant choisir la méthode de commande des machines fictives. Le modèle que nous avons développé permet de faciliter la commande par inversion du système. Par ailleurs, le formalisme REM est particulièrement adapté à ce type de commande, puisqu'il permet de systématiser la définition de structures de commande par inversion de la chaine énergétique. Par conséquent, on choisit de mettre en œuvre ce type de commande. C'est déjà ce qui avait été réalisé lors des travaux d'identification mené dans le deuxième chapitre. On propose ici de revenir sur la définition de la structure de commande, en utilisant le formalisme REM. La Figure 38 montre la façon dont on construit la structure de commande du système, lorsqu'il est représenté dans le référentiel de Concordia. On rappelle que l'objectif est de prélever sur l'arbre mécanique un couple *T*, de 22 Nm.

Pour cela :

- on impose tout d'abord une référence au système de cette valeur (T_{ref}).
- Ensuite, il est nécessaire de répartir cette référence entre les trois machines fictives M1, M2 et M3. Une notion de stratégie intervient alors. Le bloc de stratégie qu'on a représenté sur la Figure 38 sert à définir la forme du vecteur $\vec{k} = (k_1, k_2)$. Ce dernier sert à effectuer la répartition de la consigne de couple entre les machines fictives selon le modèle décrit par le système d'équations (39) [80].
- Une fois les consignes de couple affectées aux différentes machines fictives, il faut définir les consignes de courant $\vec{i}_{M1ref}$, $\vec{i}_{M2ref}$ et $\vec{i}_{M3ref}$. On rappelle que ces grandeurs sont vectorielles, de dimension 2, suivant les axes d et q dans les repères de Park associés aux machines fictives.
- Les blocs d'accumulation d'énergie du modèle, qui définissent les courants associés aux machines fictives, ne sont pas directement inversibles. On utilise donc des asservissements de courant avec compensation de la perturbation. Celle-ci correspond à la fem de la machine projetée dans le référentiel de Concordia. Les correcteurs utilisés ici sont identiques à ceux utilisés pour ces travaux d'identification ; c'est-à-dire des correcteurs PI sur chacun des six axes à contrôler. L'asservissement des courants est établi dans le référentiel de Park.
- Une notion de stratégie intervient également pour la répartition des consignes de courant entre les axes d et q, au sein de chaque machine fictive. On ne représente pas avec la Figure 38 de blocs de stratégie relatifs à la commande rapprochée des courants $\vec{i}_{M1}$, $\vec{i}_{M2}$ et $\vec{i}_{M3}$. On évite ainsi d'alourdir la figure, mais on suppose néanmoins que cette stratégie doit être opérée pour optimiser le fonctionnement du système.
- En sortie des blocs d'asservissement des courants $\vec{i}_{M1}$, $\vec{i}_{M2}$ et $\vec{i}_{M3}$, on observe les références de tension $\vec{v}_{M1ref}$, $\vec{v}_{M2ref}$ et $\vec{v}_{M3ref}$. La référence de tension dans le référentiel naturel $\vec{v}_{VSI\,ref}$ est obtenue ensuite par une inversion directe. Ce bloc est caractérisé par la transformation de Concordia, qui projette les grandeurs liées aux machines fictives, vers le référentiel naturel (15).
- On inverse ensuite le bloc onduleur 7-phases à l'aide d'un bloc d'inversion direct. Celui-ci génère le vecteur $\vec{m}_{VSI}$ (le vecteur des fonctions de modulation des bras d'onduleur, pour cette modélisation aux valeurs moyennes) à partir du vecteur $\vec{v}_{VSI\,ref}$. Une linéarisation dynamique peut être opérée, en réalisant une mesure de la tension de bus v_{DC}. Dans les travaux décrits ici, on suppose la tension du bus continu maintenue parfaitement constante par la source électrique « SE ». On peut donc se passer de cette linéarisation dynamique. En pratique, la chute de tension

aux bornes de la batterie peut être élevée, et cette linéarisation dynamique prend un rôle important.

- Enfin, on note que le contrôle du courant d'excitation est réalisé de manière indépendante. Pour les essais présentés dans ce chapitre, ceci est suffisant. On travaille en effet à des points de fonctionnement pour lesquels le courant d'excitation est fixé. Pour le contrôle automatique du système complet, une stratégie globale doit permettre de fixer le niveau du courant d'excitation à des valeurs qui optimisent le fonctionnement global du système (sur des questions de rendement, ou pour maximiser le couple, ou encore diminuer le bruit, etc.). On ne représente pas ici cette stratégie globale.

$$\begin{cases} T_{M1ref} = k_1 T_{ref} \\ T_{M2ref} = k_2 T_{ref} \\ T_{M3ref} = k_3 T_{ref} \\ k_1 + k_2 + k_3 = 1 \end{cases} \quad (39)$$

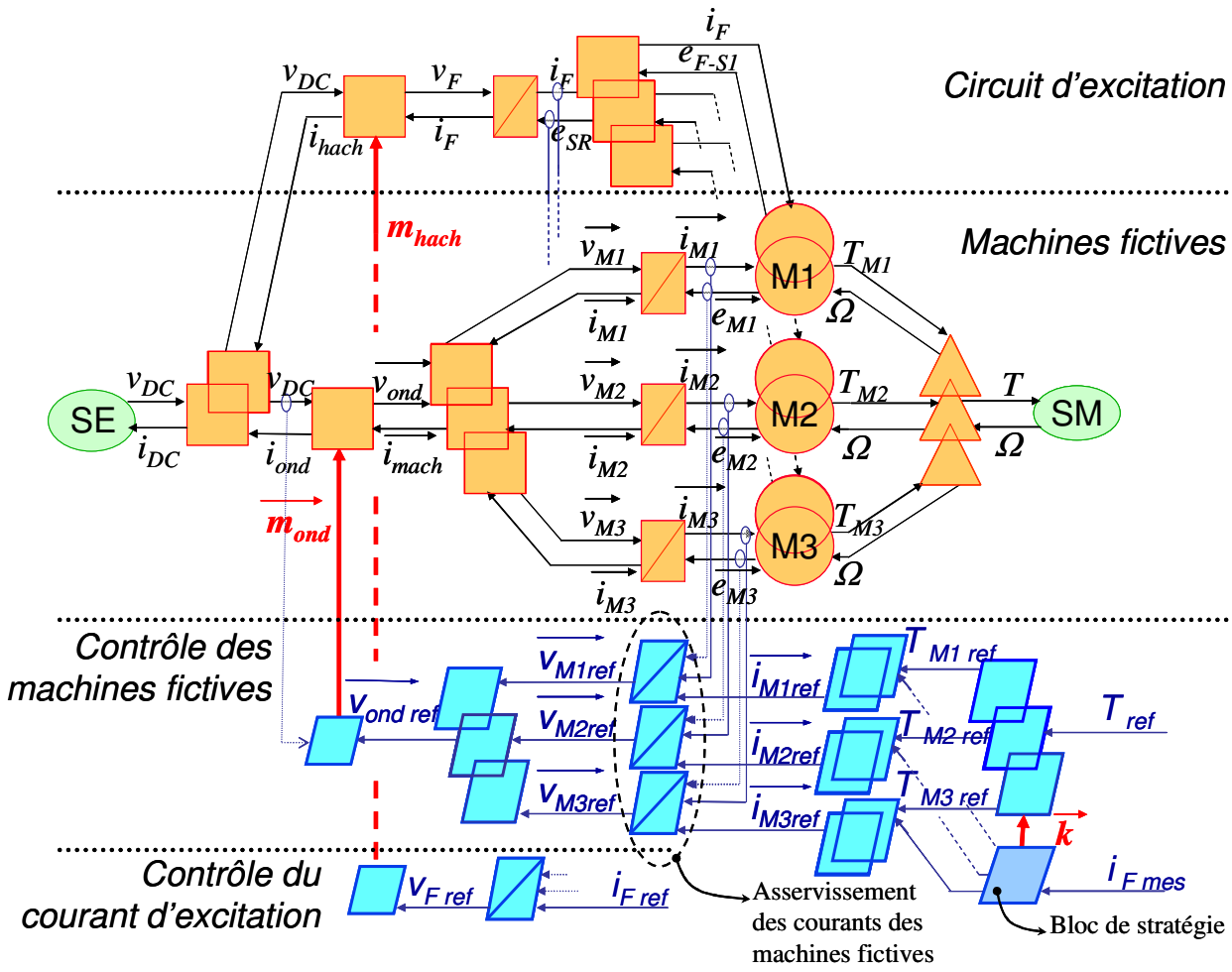


Figure 38 : *Commande du système par inversion de la chaine énergétique*

Voyons maintenant comment opérer dans le cas précis d'un fonctionnement en mode moteur, pour obtenir un couple mesuré sur l'arbre de 22 Nm.

Tout d'abord, à propos de la référence de couple, que l'on doit distribuer sur les trois machines fictives. Rappelons qu'au sein des machines fictives, l'interaction entre les courants (dont la forme dépend de la commande) et les fem (dont la forme dépend de la conception) permet la création du couple électromagnétique. Ce type de discussion a déjà été mené dans le deuxième chapitre. Nous avions alors observé que les fem caractéristiques des machines M2 et M3 étaient trop faibles pour la création d'un couple significatif. Pour cette raison, nous décidons de contrôler le système tel que les références de couple associées aux machines M2 et M3 soient nulles ($\vec{k} = (1, 0)$).

On impose donc des références nulles pour les courants associés à M2 et M3. Vu le modèle REM établi dans référentiel de Concordia (Figure 15 et Figure 38), ceci signifie que l'on coupe, par la commande, les flux énergétiques des deux machines fictives M2 et M3. Par conséquent, seule la machine M1 va être utilisée pour la création du couple. On espère ainsi, par rapport au cas précédent en pleine onde, réduire les perturbations induites par M2 et M3. Nous avions en effet observé que M2 et M3 étaient relativement mal gérées avec la commande pleine onde 180°.

Reste ensuite à opérer le contrôle de la machine M1. En mode moteur, le contrôle qui optimise le couple électromagnétique en minimisant les pertes Joule est un contrôle qui place le vecteur courant en phase avec le vecteur fem. En première approche, on estime les fem du modèle à partir des fem à vide. On suppose en effet qu'on ne dispose, a priori, d'aucune méthode d'estimation du vecteur fem en charge dans ces conditions d'alimentation. Tel qu'on définit les axes d et q dans les repères de Park associés aux machines fictives, à partir des fem à vide, placer le vecteur courant en phase avec le vecteur des fem revient à annuler la composante du courant sur l'axe d et à ne travailler qu'avec la composante du vecteur sur l'axe q. Dans le cas où la machine ne sature pas, c'est le plus souvent cette stratégie qui est utilisée, pour atteindre le meilleur rendement.

En conservant une tension de bus de 12 V, ce mode d'alimentation ne permet pas dans les conditions fixées, d'atteindre le couple de 22 Nm. Ceci peut être expliqué de plusieurs raisons :

- D'une part, on montre avec l'annexe-A7 le comportement du système, lorsqu'on essaie d'atteindre des performances équivalentes à celles de l'essai en commande pleine onde, avec une commande MLI, pour ce point de fonctionnement en mode moteur. Ce travail permet de faire apparaitre les difficultés de la commande MLI, liées à la limitation du niveau de tension du bus continu. On montre ainsi une sensibilité élevée des asservissements des courants associés aux machines fictives, lorsqu'on travaille à basse tension ; ceci menant vers une instabilité du système. En effet, en atteignant la limite en tension du bus continu, la norme du vecteur courant atteint une valeur maximale. Au-delà de cette limite, d'autant plus faible que le niveau du bus continu l'est aussi, les courants associés aux machines fictives ne peuvent pas atteindre leur valeur de consigne. Le système sort alors du régime de fonctionnement linéaire, et sans méthode d'asservissement dédiée à la gestion de ce type de non linéarité, le système devient instable. Des méthodes existent en triphasé, pour palier ces types d'instabilité. Ici, nous ne travaillerons pas sur leur extension au cas polyphasé. Cependant, on montre avec l'annexe-A7 que l'élévation du bus de tension continu permet d'offrir une plus grande marge de fonctionnement, en étendant la zone de fonctionnement linéaire. C'est pour cette raison que nous choisissons de travailler à partir de maintenant avec v_{DC} = 20 V, lorsqu'on utilise le type de commande MLI que nous décrivons ici.

- Par ailleurs, on connaît en triphasé la méthode qui consiste à alimenter la machine avec un harmonique de tension de rang 3. Ceci permet de retarder la saturation du bus continu. Ainsi, le fondamental de courant peut être légèrement augmenté (donc, la norme du vecteur courant dans M1, $\left|\vec{i}_{M1}\right|$, peut être augmentée). En triphasé, l'alimentation par un harmonique de rang 3 ne pose aucun problème, car cet harmonique est projeté au sein du sous espace associé à la machine fictive homopolaire. Or, l'action de la composante homopolaire est négligée grâce au couplage électrique. Dans le cas de la machine 7-phases, l'harmonique de rang 3 est associé à la machine fictive M3. Si on alimente la machine M3, alors nous avons vu que celle-ci peut potentiellement créer un couple supplémentaire, à condition que la conception le permette. En outre, l'injection d'harmonique de rang 3 permet aussi d'augmenter légèrement la norme du vecteur courant dans M1, de la même façon qu'en triphasé. On bénéficie ainsi de deux effets cumulés pour l'optimisation du couple (retardement, au premier ordre, de la saturation du bus continu, et création d'un couple supplémentaire avec M3). Un essai sous 12 V a été réalisé. Sans injection d'harmonique de rang 3, le couple maximal, mesuré à N = 1000 tr/min, pour ce type de commande MLI, est de 9 Nm. Par injection de 30 % de courant d'harmonique de rang 3 (c'est-à-dire pour $\left|\vec{i}_{M3}\right| = 0{,}3\left|\vec{i}_{M1}\right|$, avec un décalage optimal, du point de vue du couple, du vecteur $\vec{i}_{M3}$ par rapport à $\vec{e}_{M3-vide}$), on réussit à augmenter le couple jusqu'à une valeur de 10,5 Nm ; soit une augmentation de près de 17 %. Cette valeur reste néanmoins éloignée de T = 22 Nm, qu'on cherche à obtenir. La raison essentielle provient de la valeur d'excitation, limitée à ce point de fonctionnement, pour ce type de commande MLI, à une valeur de 4,5 A (contre 7,5 A pour une commande pleine onde). L'augmentation du courant d'excitation menant à l'instabilité de la commande, à cause des phénomènes de saturation décrits en annexe-A7. Par la suite, nous n'alimenterons pas la machine M3. L'élévation du niveau de tension du bus continu permettra en effet d'atteindre les performances souhaitées, uniquement en travaillant avec la machine M1. Néanmoins, on retiendra que l'optimisation du couple de la machine est obtenue lorsque la machine M3 est également alimentée.
- Enfin, on ne connaît pas la position exacte du vecteur fem en charge. En travaillant avec les fem à vide, et par conséquent, en n'alimentant que l'axe q associé à M1, rien n'indique que l'on maximise le couple à norme du vecteur courant donnée.

Par conséquent, on choisit d'augmenter le niveau de tension du bus continu à 20 V pour réaliser l'essai. Dans ces conditions, on arrive à atteindre une valeur du courant $i_{M1\,q}$ suffisante pour mesurer 22 Nm sur l'arbre mécanique, sans alimenter M3.

On fournit alors les mêmes résultats que ceux observés en commande pleine onde, mis en forme de la même façon. La Figure 39 montre la forme des courants dans le référentiel naturel de la machine (a), accompagnée d'une décomposition spectrale de ces courants (b). La Figure 40 propose l'analyse des mesures de courants dans les référentiels de Concordia (a)-(b) et de Park (c). Avec la première de ces figues, on observe des courants quasi sinusoïdaux. Il existe quelques perturbations, mais de très faible amplitude. Ceci peut être expliqué par l'analyse dans les référentiels associés aux machines fictives.

Le premier point à observer avec la Figure 40 concerne la forme des courants dans les machines M2 et M3. Ceux-ci sont quasiment nuls, comme l'impose la commande. Des perturbations subsistent, mais elles sont en amplitude très faibles, relativement aux niveaux de courant observés dans M1. On peut expliquer ces perturbations de deux façons :

- D'une part, par un contrôle potentiellement imparfait. La commande est en effet opérée dans les référentiels de Park. Ceux-ci sont définis en utilisant une simple rotation à la pulsation de l'harmonique de fem (à vide) dominant dans chaque machine fictive (harmonique 1 dans M1, harmonique 2 dans M2 et harmonique 3 dans M3, tel que cela avait été réalisé lors du travail d'identification). Les autres harmoniques subsistants constituent donc des perturbations, à des fréquences qui peuvent dépasser la bande passante des correcteurs PI utilisés. Dans M2, on relève par exemple un harmonique de courant de rang 5. Des essais ont été réalisés, pour prendre en compte les autres harmoniques de fem de la machine. Les méthodes utilisées sont celles reprises de [86] qui traite de la commande des machines synchrones triphasées caractérisées par plusieurs harmoniques de fem. On peut reproduire ces méthodes dans le cas polyphasé, machine fictive par machine fictive. Ici, les amplitudes de fem sont très faibles au sein de M2 et M3, et ces méthodes n'apportent pas d'amélioration significative sur l'allure des courants (en comparaison d'une simple rotation à la pulsation de l'harmonique dominant dans chaque machine fictive, comme c'est le cas ici). On préfère donc garder la commande la plus simple, caractérisée par une seule rotation par machine fictive.
- D'autre part, par une modélisation imparfaite. Nous avons en effet observé dans le deuxième chapitre qu'il existait des couplages entre les axes d et q des différentes machines fictives, mais aussi entre les différentes machines. Ces couplages sont potentiellement source de perturbations, et traduisent l'effet de la variation de la fonction de perméance superficielle d'entrefer. Dans le modèle de commande qu'on utilise, nous n'avons pas pris en compte ces couplages, afin de garder un modèle simple, qui permet ainsi la mise en œuvre d'une commande relativement simple. On vérifie ici que les couplages non pris en compte dans le modèle ont une influence sur le contenu spectral des courants au sein de machines fictives. L'analyse harmonique des courants au sein des machines fictives montre en effet que la distribution par familles d'harmoniques décrite par le Tableau 1 et le Tableau 4 n'est pas strictement respectée. C'est à cause de ces couplages parasites. Néanmoins, on prouve ici que l'effet de ces couplages est très faible (moins de 1 % par rapport au fondamental du courant exprimé dans M1). On montre donc qu'on arrive à limiter fortement l'effet des erreurs de modélisation, par la commande.

Ensuite, on observe également sur la Figure 40, la forme des courants au sein de la machine fictive M1. Dans le repère de Park, la composante du courant dur l'axe d est bien proche de 0 A. Seule la composante sur l'axe q est non nulle, quasi-constante, tel que la commande l'impose. Les faibles différences entre la référence et la mesure expérimentale peuvent être également expliquées par un contrôle imparfait (effets de la commande numérique : échantillonnage, retards, …) et des erreurs de modélisation. Cependant, ces différences sont très faibles, et dans le repère de Concordia, le cercle observé dans le repère (α, β) correspond bien à la commande en sinus de courant que traduisent les références constantes dans le repère (d, q). La machine M1 est donc contrôlée correctement.

En conclusion de cet essai, on montre donc ici que :

- La modélisation proposée permet un contrôle correct des courants, avec des correcteurs relativement simples, du type Proportionnel Intégral (PI).
- La commande indépendante des machines fictives permet de jouer sur la contribution du couple de chacune d'elle sur le couple total. Néanmoins, on s'interdit d'utiliser M2 et M3 pour agir sur le couple, car leur conception les désigne davantage comme potentiellement sources de

perturbations, plutôt que sources de couple utile. Ceci empêche alors une optimisation de l'utilisation de M1 par injection d'harmonique de rang 3.

- L'utilisation des fem à vide comme estimation des fem dans le modèle de commande est suffisante pour compenser la perturbation que représentent les fem de la machine. L'asservissement des courants est en effet opéré dans le référentiel de Park. Dans ce référentiel, les fem deviennent quasiment des constantes en régime continu. Ce type de perturbation est facile à rejeter à l'aide de correcteurs PI ; ce qui explique que l'utilisation des fem à vide au sein du modèle de commande soit suffisant, de ce point de vu.
- Par contre, l'utilisation des fem à vide dans le modèle de commande n'est, a priori, pas optimale pour déterminer les références de courants, dans les repères de Park associés aux machines fictives. Rien n'indique en effet dans cet essai que l'on travaille à pertes Joules minimales. Il semblerait donc nécessaire, pour optimiser le fonctionnement du système, de proposer des méthodes d'estimation de la fem en charge, essentiellement dans la machine fictive M1. Une telle méthode avait d'ailleurs été proposée et validée lors des essais réalisés en commande pleine onde.
- Enfin, que l'on parvient à réaliser la commande du système dans une base de découplage, par inversion de la chaine énergétique. Cette méthode est généralement appréciée pour la facilité du réglage des correcteurs associés aux différentes boucles d'asservissement, ainsi que pour la robustesse de la commande globale.

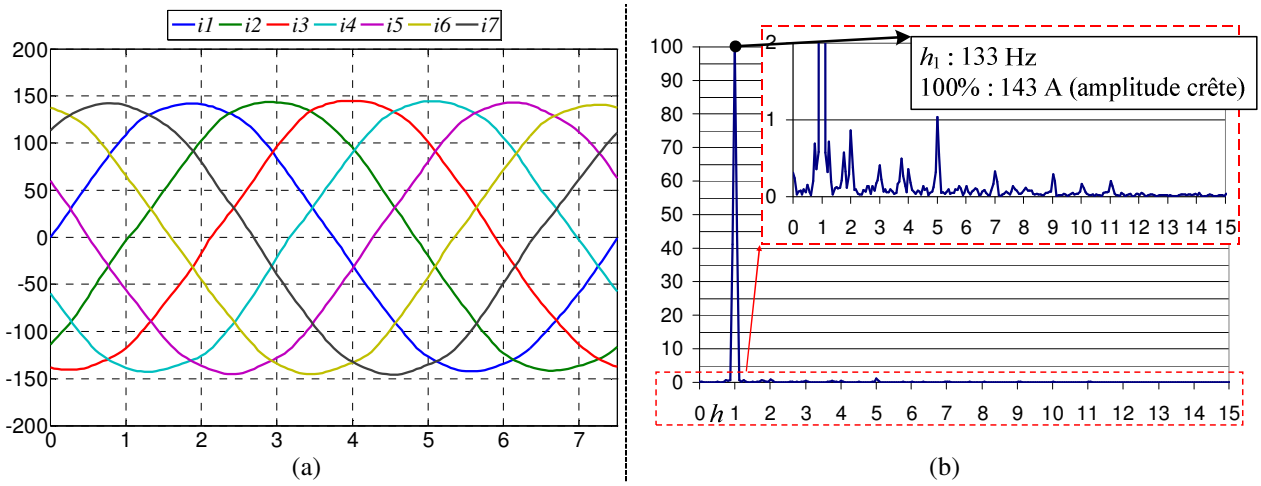


Figure 39 : *Courants réels mesurés expérimentalement (a) et décomposition harmonique (b) ; mode moteur, N = 1000 tr/min, i_F = 7,5 A, v_{DC} = 20 V*

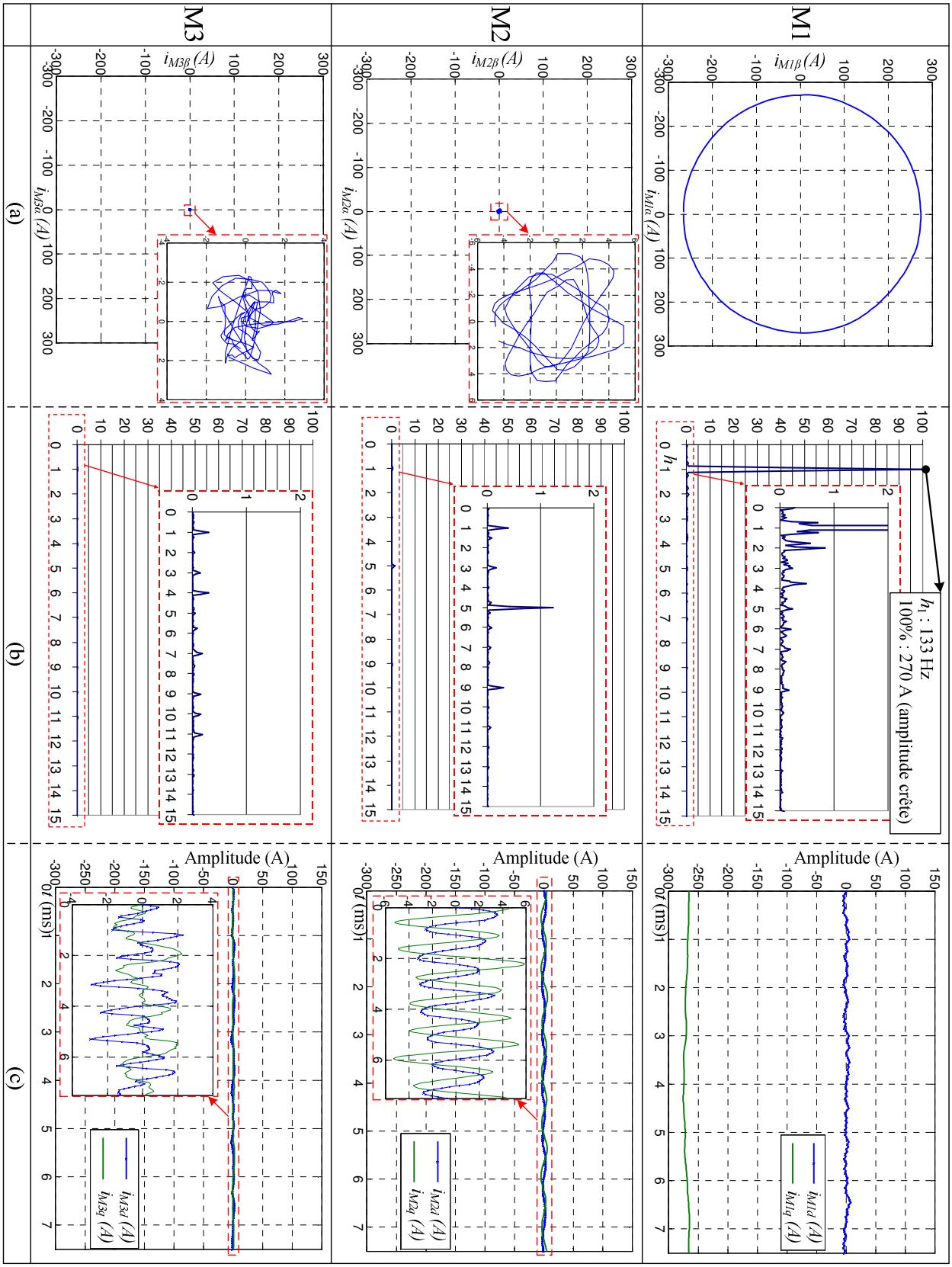


Figure 40 : *Analyse des courants expérimentaux dans les référentiels de Concordia (a)-(b) et de Park (c) ; mode moteur, N = 1000 tr/min, i_F = 7,5 A, v_{DC} = 20 V*

3.2.1.2. Optimisation de la commande au sein de M1

Avant de poursuivre, revenons sur une remarque essentielle qui vient d'être formulée : « l'utilisation des fem à vide dans le modèle de commande n'est, a priori, pas optimale pour déterminer les références de courants, dans les repères de Park associés aux machines fictives. »

En effet, on ne travaille que sur l'alimentation de l'axe q de la machine M1, forçant la composante sur l'axe d à être nulle. Dans le cas d'une modification des fem en charge, à cause d'effets de saturation magnétique, il se peut que cette stratégie de commande rapprochée des courants des machines fictives ne soit pas optimale. On cherche ici à observer de combien on s'éloigne potentiellement du couple optimal, lorsqu'on garde un déphasage nul entre la consigne de courant et le vecteur fem à vide, au sein de M1.

La Figure 41 présente les résultats de l'essai suivant : pour N = 1000 tr/min et i_F = 7,5 A, on contrôle le système tel que seule la machine M1 soit alimentée (identique à l'essai décrit précédemment en mode moteur). Pour trois valeurs de la norme du vecteur $\vec{i}_{M1}$ (170 A, 270 A et 350 A), on relève la valeur du couple relevé sur l'arbre mécanique. Ces relevés sont effectués pour plusieurs déphasages entre le courant $\vec{i}_{M1}$ et la fem à vide $\vec{e}_{M1-vide}$. Pour $\left|\vec{i}_{M1}\right| = 270\,\text{A}$, et un déphasage nul, alors les conditions sont identiques à celles de l'essai précédent (Figure 39 et Figure 40). C'est-à-dire que la composante du courant de M1 sur l'axe d est nulle, et maximale (en valeur absolue) sur l'axe q. On relève donc comme précédemment un couple de 22 Nm. On mesure ensuite la valeur du couple pour plusieurs déphasages, autour de ce point donné à déphasage nul (un déphasage négatif correspond à un courant $\vec{i}_{M1}$ en avance sur la fem à vide $\vec{e}_{M1-vide}$).

On observe deux éléments essentiels à partir de la Figure 41 :

- Tout d'abord, les caractéristiques donnant le couple fonction de la norme du vecteur $\vec{i}_{M1}$ sont quasiment linéaires. A savoir que l'on ne peut pas tester de points au-delà de $\left|\vec{i}_{M1}\right| = 350\,\text{A}$ car les sondes de courants du banc expérimental n'ont pas été prévues pour dépasser cette valeur.
- Ensuite, c'est pour un déphasage nul que l'optimum de couple est quasiment toujours atteint.

En conséquence, avec cette machine, pour ce type de commande, il ne semble pas utile de travailler autrement, sur cette plage de fonctionnement, qu'en annulant la composante de courant sur l'axe d de la machine M1. Remarquons également que sortir de cette plage de fonctionnement n'est pas nécessairement justifié. En effet, si on désire augmenter la valeur de $\left|\vec{i}_{M1}\right|$, alors cela ne peut se faire que dans des transitoires de courte durée (pour un démarrage par exemple). Dans ce cas, l'intérêt d'une commande complexe, comme celle que nous décrivons ici, est moindre que pour un fonctionnement en continu, et on préfèrera une commande plus simple en pleine onde. Nous rediscuterons de ce point dans le sous-chapite suivant, dans lequel on compare ces deux types de commande.

Aussi, au vu des résultats que l'on avait commentés pour les essais en commande pleine onde, il est remarquable (et assez étonnant à première vue) que les caractéristiques tracées sur la Figure 41 soient quasiment linéaires. Néanmoins, on peut expliquer ces résultats. En effet, reprenons la façon dont on a construit le modèle de commande : celui-ci est construit, en première approche, à partir d'un modèle simplifié, qui suppose une caractéristique linéaire des matériaux magnétiques. Cependant, malgré cette modélisation simple, qui permet de définir une structure de commande relativement simple, nous avons choisi une modélisation qui permet de prendre en compte certains effets liés à la saturation magnétique : évolution des paramètres électriques avec l'état de charge de la machine, et évolution des fem avec le

courant d'excitation. D'autres effets, non pris en compte dans le modèle de commande, peuvent néanmoins apparaître à cause de la saturation des matériaux magnétiques. Parmis ces effets, on rappelle que la variation d'entrefer, liée ou non à des effets de saturation, crée des couplages entre les machines fictives. Enfin, la saturation magnétique est souvent à l'origine d'une réaction magnétique d'induit caractérisée par d'autres harmoniques que le fondamental (typiquement, par un harmonique de rang 3 important).

D'une part, nous avons vu que les effets liés aux couplages entre les machines fictives étaient peu observables. Ceci traduit des couplages naturellement faibles. Par ailleurs, avec le mode d'alimentation que nous avons choisi ici, en n'alimentant que la machine fictive M1, on réduit encore les effets liés à ces couplages.

D'autre part, nous avons souvent mentionné la répartition par familles d'harmoniques au sein des machines fictives. Dans le cas de la machine 7-phases, ceci signifie qu'une part importante des harmoniques de réaction magnétique d'induit, autres que le fondamental, sont projetés au sein des machines M2 et M3. Or, la commande décrite ici force les flux énergétiques au sein de ces machines à être nuls. On force donc, par la commande, les effets liés à ces deux machines à être nuls.

En résumé, le modèle de commande tient compte de certains effets liés à la caractéristique non linéaire de la loi constitutive des matériaux magnétiques, à travers la variation de la valeur des paramètres caractéristiques en fonction du point de fonctionnement. D'autres effets ne sont cependant pas pris en compte dans ce modèle, mais ils sont naturellement liés aux machines fictives M2 et M3. Or, par la commande, on force les effets liés aux machines M2 et M3 à être nuls. On peut donc en conclure que la commande décrite ici permet de linéariser le système. C'est-à-dire que la machine peut ne pas travailler sur une caractéristique linéaire, mais les effets liés à cette non linéarité ne sont pas visibles, avec la commande utilisée ; d'où les résultats de la Figure 41.

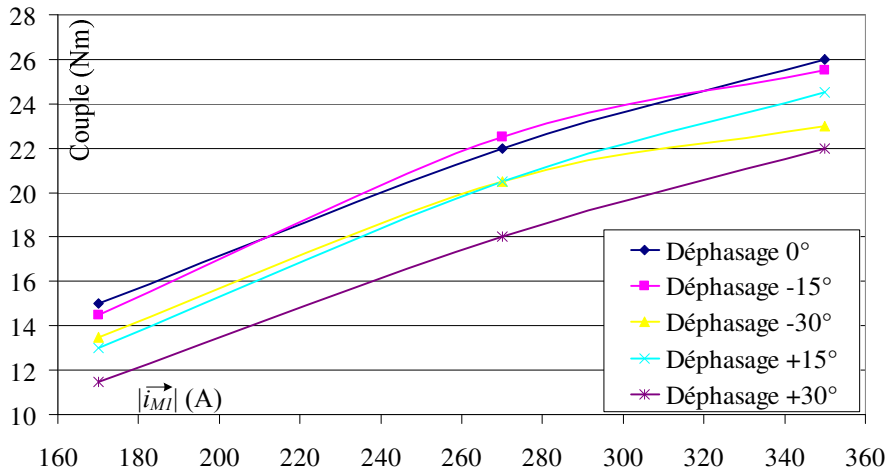


Figure 41 : *Couple fonction de la norme du vecteur courant au sein de M1, comparaison de plusieurs déphasages entre la consigne de courant* $\vec{i}_{M1}$ *et le vecteur fem à vide* $\vec{e}_{M1-vide}$

3.2.1.3. Comparaison avec la commande pleine onde

En comparaison avec la commande pleine onde 180°, cet essai en mode moteur montre certains avantages de la commande MLI (établie sur un modèle représenté dans le référentiel de Concordia généralisé) :

- Il est possible de contrôler chaque machine fictive avec une commande MLI qui utilise un asservissement des courants associés aux machines fictives. Ainsi, on peut profiter des avantages potentiellement offerts par une architecture polyphasée. Un des principaux avantages est l'exploitation d'autres harmoniques que le fondamental pour la création du couple utile.
- Dans notre cas, la machine n'a pas été conçue telle que les machines fictives M2 et M3 soient capables d'apporter une contribution significative sur le couple. En outre, elles sont vues comme sources potentielles de perturbation. Avec la commande MLI, on peut adapter la commande de la machine à cette conception. Dans notre cas, on coupe donc les flux énergétiques au sein de M2 et M3. Cette stratégie de commande permet alors que le fonctionnement de la machine électrique se rapproche fortement de celui d'une machine fonctionnant dans la zone linéaire de la loi constitutive des matériaux magnétiques qui la composent. Cette « linéarisation par la commande » simplifie fortement la stratégie de commande rapprochée des courants associés aux machines fictives.

Néanmoins, on montre également les défauts, dans ce cas, de la commande MLI face à la commande pleine onde :

- Dans les conditions d'alimentation que nous nous sommes fixés, la commande MLI ne permet pas d'atteindre les niveaux de puissance atteints par la commande pleine onde avec un bus de tension continu de 12 V. Nous avons en effet montré avec l'annexe-A7 que la limite en tension du bus continu est très vite atteinte lorsque son niveau est faible. Pour optimiser l'utilisation de la commande MLI, et garantir ainsi la stabilité du système à niveau de tension très faible avec ce type de commande, il est alors nécessaire de proposer des commandes qui gèrent les non linéarité du système induites par la limitation du bus continu. Dans notre cas, nous avons uniquement étendu la zone linéaire en élevant le niveau de v_{DC}. L'élévation de ce niveau de tension à une valeur supérieure à 12 V semble par ailleurs inévitable pour garantir des performances correctes de la commande MLI, sauf pour de faibles puissances (par exemple en fonctionnement alternateur à faible charge).
- En outre, il serait également possible d'améliorer les performances de la machine sous 12 V avec une commande MLI, à condition d'autoriser l'établissement de courants au sein des machines M2 et M3 (surtout M3 pour l'injection d'harmonique de rang 3). Dans le cadre de notre prototype, cela pose des problèmes de fonctionnement car M2 et M3 ne sont vues que comme sources de perturbation. La commande MLI ne prend alors que peu d'intérêt par rapport à la commande pleine onde. Par contre, dans le cas d'une machine conçue en vue d'utiliser M2 et M3 pour la création du couple électromagnétique, alors l'architecture polyphasée prend un autre sens. Une commande MLI, pour l'asservissement des courants statoriques devient alors indispensable pour profiter pleinement de ce type de machine.

- Enfin, la commande MLI est plus complexe, et par conséquent plus coûteuse à mettre en œuvre ; surtout, du point de vue du système {véhicule complet}, si elle nécessite de modifier le niveau de tension du réseau de bord.

En conséquence, la commande MLI n'est pas justifiée dans le cas d'un fonctionnement moteur de courte durée. Pour un démarrage, on préfèrera par exemple utiliser une commande simple, en pleine onde, qui permet de maximiser le couple de démarrage à niveau faible de la tension de bus continu.

Pour un fonctionnement plus long en mode moteur (en dehors des seuls transitoires utiles au démarrage), par exemple en mode d'assistance électrique (mode boost, traction électrique, …), la commande MLI devient utile pour minimiser les perturbations dues à l'alimentation de M2 et M3 (bruit, dégradation du rendement…). Dans ce cas, la machine étudiée semble peu adaptée, car trop peu puissante en dehors des transitoires de courte durée que représentent les démarrages. Pour ce type de fonctionnement, on conseillera donc de revoir la conception de la machine. Si la conception est revue, on peut alors imaginer deux cas :

- Une conception en vue de l'utilisation des machines fictives M2 et M3, pour la création du couple utile. Dans ce cas, il est possible qu'on perde un avantage mis en valeur ici : la linéarisation du système par la commande. Il se peut alors qu'on doive retravailler de façon plus fine sur la stratégie de commande rapprochée des courants au sein des machines fictives.
- Une conception qui prévoit de ne pas alimenter les machines M2 et M3, comme c'est implicitement le cas ici (vu les niveaux de fem associés à ces machines fictives). Auquel cas, on perd l'avantage de la structure polyphasée, en terme de densité volumique de couple. Cependant, on gagne en simplicité de contrôle des courants associés aux machines fictives.

3.2.2 : Mode alternateur de la machine électrique

3.2.2.1. Commande MLI établie dans le référentiel de Park généralisé ; essai à vitesse constante

On s'intéresse maintenant au mode alternateur de la machine. L'objectif est identique au cas précédent de l'essai en mode moteur, c'est-à-dire comparer les performances avec le test préalablement effectué en commande pleine onde (Figure 33 et Figure 34). Pour cet essai, le niveau de puissance est donc identique à celui de l'essai précédent en pleine onde, c'est-à-dire 1000 W, consommé par la charge électronique placée en parallèle de la source électrique continue. La vitesse de rotation est inchangée : N = 1800 tr/min. Par contre, le courant d'excitation a été légèrement augmenté : i_F = 3,5 A (contre 2,7 A lors de l'essai en commande pleine onde). Par ailleurs, on utilise comme pour le cas précédent en mode moteur, un niveau de tension du bus continu de 20 V. Ces deux derniers éléments sont incontournables, pour ce type de commande, afin d'atteindre le niveau de puissance demandé. Comme dans le cas en mode moteur, où il avait fallu augmenter le niveau de tension du bus continu pour atteindre le couple souhaité, ce point est vu comme une contrainte de la commande MLI, face à la commande pleine onde.

Pour opérer le contrôle de la machine, on opère d'une façon quasi identique à l'essai en mode moteur. Les machines fictives sont contrôlées de la même façon, mais cette fois, on inverse le signe de la

référence du courant $i_{M1\ q}$. En gardant une consigne nulle pour $i_{M1\ d}$, cela revient, en comparant avec le mode moteur, à déphaser de 180° la consigne du vecteur courant au sein de M1.

Dans ces conditions, la source électrique prélève une puissance de 1000 W (« SE » sur la Figure 38) lorsque $i_{M1\ q}$ = 110 A. Les courants réels, mesurés expérimentalement, sont donnés avec la Figure 42-(a). La décomposition spectrale des courants est donnée avec la Figure 42-(b). Ensuite, ces résultats sont projetés dans les référentiels de Concordia et de Park (Figure 43), de la même façon que cela avait été fait pour l'essai en mode moteur.

Les observations sont identiques à l'essai en mode moteur. Cependant, on voit ici davantage les effets des diverses perturbations dues aux approximations de modélisation et aux défauts de commande. Ces perturbations restent néanmoins très faibles (moins de 5 % du fondamental du courant réel). On prouve ainsi la capacité de la commande à agir également en mode alternateur.

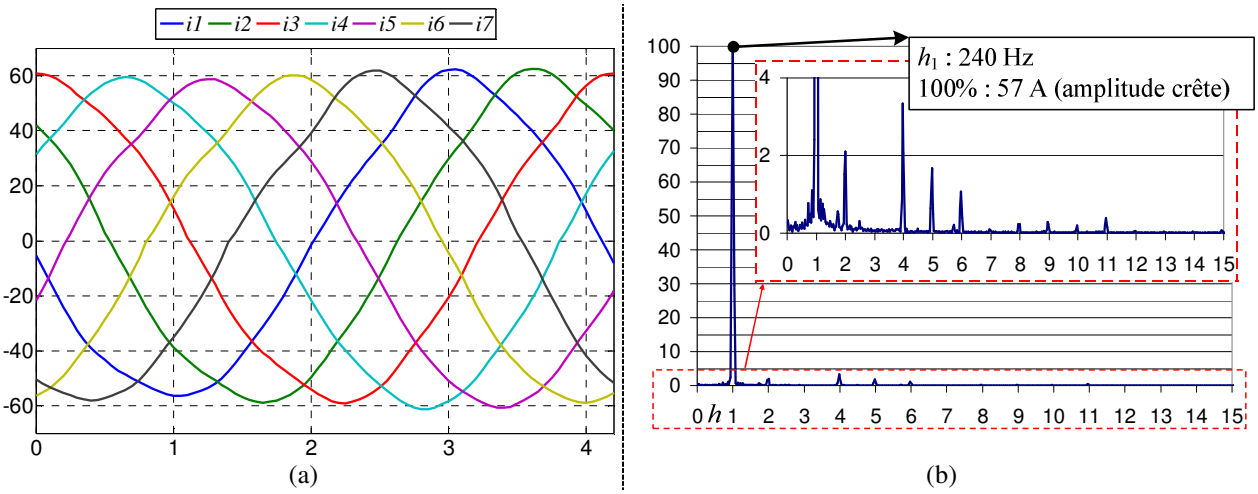


Figure 42 : *Courants réels mesurés expérimentalement (a) et décomposition harmonique (b) ; mode alternateur, N = 1800 tr/min, i_F = 2,7 A, v_{DC} = 20 V*

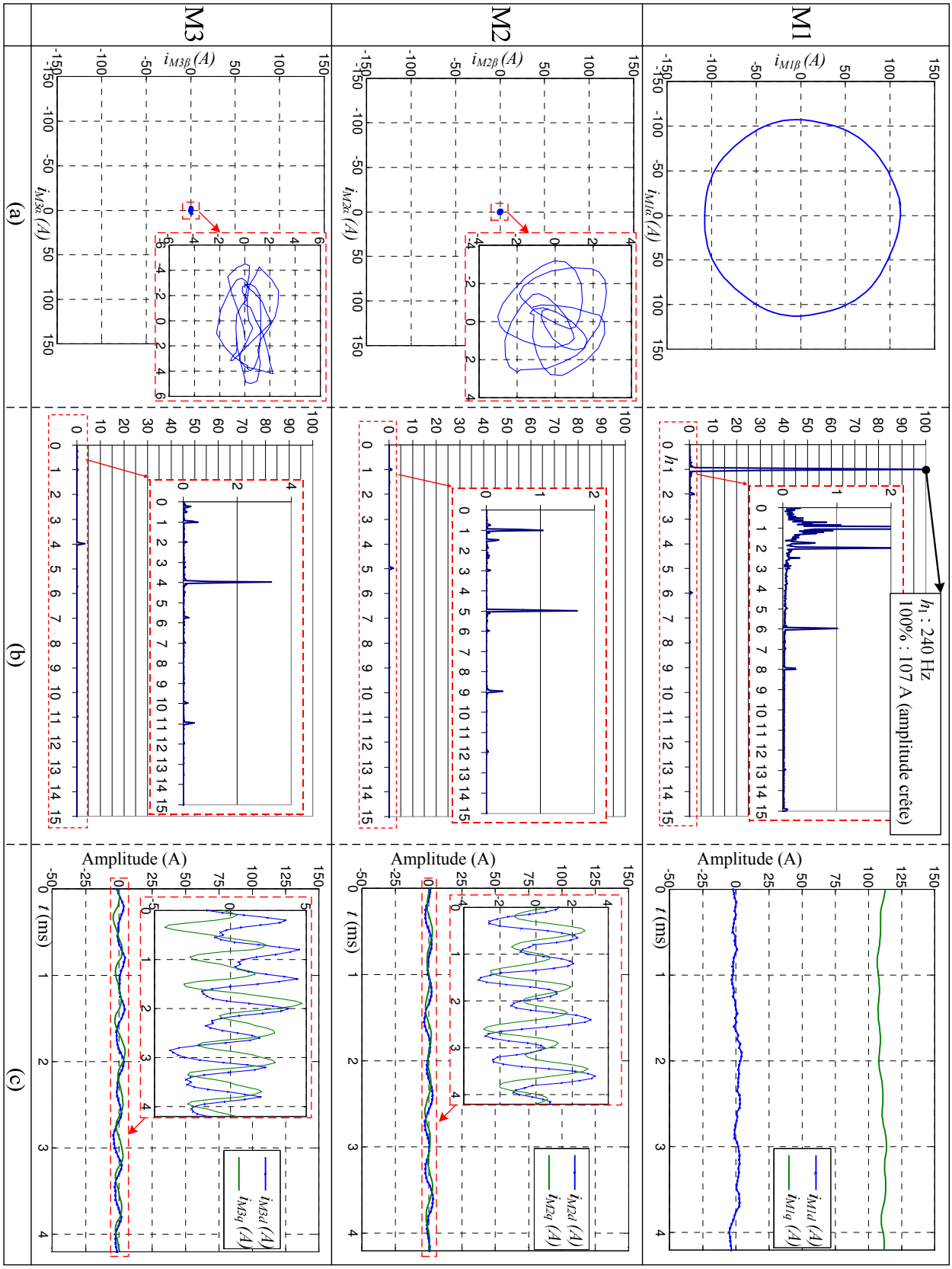


Figure 43 : *Analyse des courants expérimentaux dans les référentiels de Concordia (a)-(b) et de Park (c) ; mode alternateur, N = 1800 tr/min, i_F = 2,7 A, v_{DC} = 20 V*

3.2.2.2. Optimisation de la commande au sein de M1

Comme pour l'essai en mode moteur, la stratégie de commande rapprochée des courants au sein des machines fictives est la suivante :

- On force par la commande les flux énergétiques transitant au sein de M2 et M3 à être nuls : $\vec{i}_{M2} = \vec{i}_{M3} = \vec{0}$.
- La composante de courant sur l'axe d est asservie à 0 A, et on ne travaille donc que sur la composante sur l'axe q pour la création du couple résistif sur l'arbre moteur.

On cherche donc également ici à vérifier si cette stratégie est optimale d'un point de vue rendement énergétique. Pour la Figure 44, on réalise un essai équivalent à celui effectué en mode moteur, et qui a servi à construire la Figure 41. C'est-à-dire que pour plusieurs valeurs de $\left|\vec{i}_{M1}\right|$ (50 A, 110 A et 170 A), on relève la grandeur de sortie à laquelle on s'intéresse (ici la puissance électrique générée, alors qu'il s'agissait du couple pour l'essai précédent). On trace alors plusieurs caractéristiques, pour plusieurs déphasages entre $\vec{i}_{M1}$ et $\vec{e}_{M1-vide}$.

Comme pour l'essai en mode moteur, les différentes caractéristiques tracées sur la Figure 44 sont quasiment linéaires. Par ailleurs, le déphasage optimal est donné pour le courant en opposition de phase avec la fem à vide, au sein de M1. Ceci facilite la stratégie de commande rapprochée des courants au sein des machines fictives.

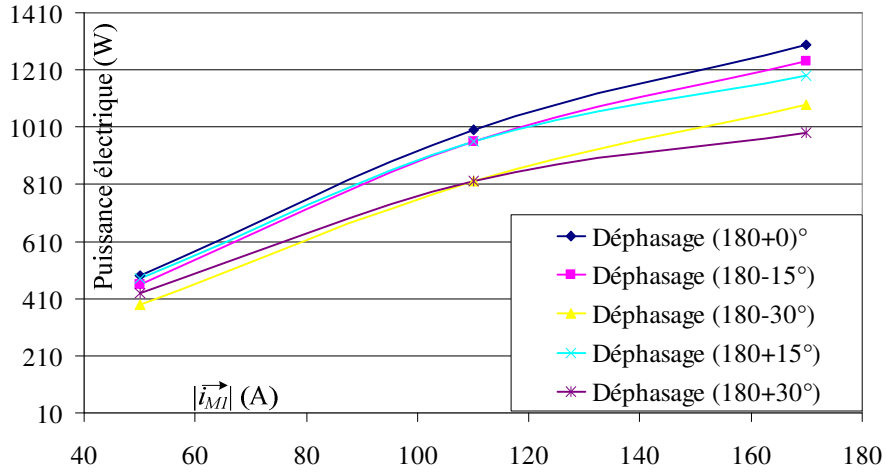


Figure 44 : *Puissance électrique fonction de la norme du vecteur courant au sein de M1, comparaison de plusieurs déphasages entre la consigne de courant* $\vec{i}_{M1}$ *et le vecteur fem à vide* $\vec{e}_{M1-vide}$

3.2.2.3. Comparaison avec la commande pleine onde

Les éléments de comparaison entre commande pleine onde et commande MLI sont assez semblables en mode mode moteur et mode alternateur. Pour établir cette comparaison, et caractériser les avantages et inconvénients de chacun des deux types de commande, on peut donc reprendre la discussion menée lors des essais en mode moteur. Néanmoins, ici, on ajoute un élément important, à propos du bruit. En effet, nous avions mentionné, lors de l'essai en mode alternateur réalisé avec une commande pleine onde 180°, que la machine était relativement bruyante lors de cet essai. Des mesures expérimentales de bruit ont été

réalisées, par la société Valeo, pour cette machine, avec une commande pleine onde. Les résultats de ces mesures sont donnés sur la Figure 45.

Avec cette figure, on donne le spectre sonore mesuré expérimentalement, sur une plage de vitesse de 1 000 tr/min à 12 000 tr/min. Cette figure permet de faire apparaître les principaux harmoniques de bruit, par rapport à la période mécanique. Ainsi, une raie désignée par un rang mécanique 8, correspond, pour cette machine à 8 paires de pôles, à la fréquence du fondamental dans le repère électrique.

Deux raies attirent plus particulièrement notre attention : les raies de rang 24 et 32 (entourées en rouge sur la Figure 45). Données dans le repère mécanique, celles-ci correspondent aux harmoniques 3 et 4 dans le repère électrique. Ces raies sont d'une amplitude importante (atteignant les 80 dB) dès les faibles vitesses, et c'est pour cette raison qu'elles nous intéressent plus que les autres. En reprenant le Tableau 1, on voit alors que ces raies sont associées à la machine M3. On en déduit donc que c'est la machine M3 qui est potentiellement source de ces raies sonores. Ainsi, la commande qui consiste à couper les flux énergétiques au sein de cette machine fictive est une bonne commande du point de vue du bruit. Ceci correspond d'ailleurs aux observations expérimentales effectuées lors de l'essai en commande MLI. Hélas, on ne dispose pas de mesures expérimentales qui valident cette observation uniquement sensorielle.

Pour conclure, remarquons que la diminution du bruit est un point particulièrement important pour un alternateur ; surtout aux vitesses les plus basses, lorsque le bruit de l'alternateur représente la deuxième source de bruit dans l'habitacle, après celui du moteur thermique. On montre donc ici l'intérêt d'utiliser ce genre de commande pour le système alterno-démarreur polyphasé.

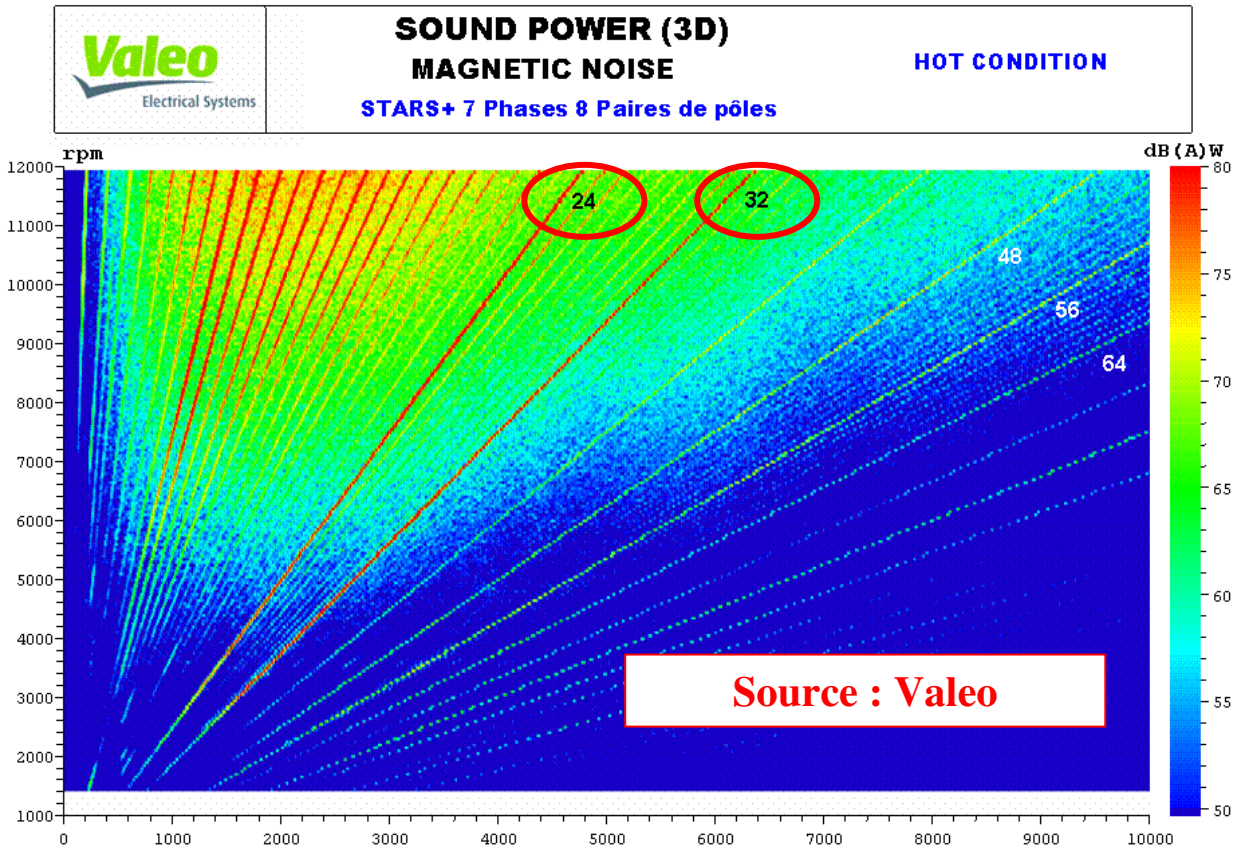


Figure 45 : *Mesures expérimentales de bruit en commande pleine onde*

3.2.3 : Avantages et limites des commandes MLI établies à partir d'une modélisation dans le référentiel de Concordia généralisé

Dans ce sous-chapitre, nous avons testé des commandes MLI de l'alterno-démarreur 7-phases. Celles-ci ont été mises en oeuvre à partir d'une modélisation établie dans le référentiel de Concordia généralisé. En travaillant par comparaison avec une commande simple, type pleine onde 180°, nous avons alors fait apparaître certains avantages, et certaines limites de ces commandes MLI. Les deux modes de fonctionnement de la machine électriques ont été examinés, en alternateur et en moteur. Nous proposons ici de dresser un bilan de ces avantages et limites.

On commence par rappeler les avantages par rapport aux commandes pleine onde. Ainsi, les commandes MLI que nous avons décrites permettent :

- Un contrôle précis des courants de la machine.
- De travailler au sein d'un espace de découplage. Ceci facilite la structuration de la commande par inversion de la chaine énergétique. Ainsi, le réglage de la chaine de commande est relativement simple, et la commande globale robuste.
- D'utiliser la notion de machines fictives indépendantes, caractérisées par leur famille propre d'harmoniques. Ceci offre des voies pour adapter la commande à la conception de la machine.
- De traiter les deux modes de fonctionnement de la machine électrique : moteur et alternateur.
- D'adapter l'alimentation de la machine à l'objectif visé : optimisation du couple, contrôle du bruit, etc. D'autres voies d'optimisation peuvent être visées par ces commandes, comme le contrôle du spectre harmonique du courant renvoyé sur le bus continu.

Cependant, par rapport aux commandes pleines onde, ces commandes MLI présentent comme inconvénient majeurs :

- D'être plus complexes à mettre en œuvre.
- De nécessiter des organes de contrôle plus complexes, et donc plus coûteux.
- De nécessiter d'élever le niveau de tension du bus continu pour atteindre des performances satisfaisantes.

3.3. Bilan des commandes proposées pour l'alterno-démarreur 7-phases

Deux types de commande ont été testés dans ce chapitre :

- une première commande simple, type pleine onde. C'est ce type de commande qui est actuellement utilisé dans les systèmes alterno-démarreurs basse tension. Pour la fonction hybride stop-start, ce type de commande est suffisant au premier ordre. Néanmoins, l'architecture polyphasée est assez sensible à la façon dont on la contrôle, et des phénomènes au second ordre peuvent intervenir avec une commande pleine onde. Ces phénomènes peuvent alors générer

certaines perturbations, dont une des plus gênantes est le bruit, surtout en mode alternateur à basse vitesse.

- Une deuxième commande, en Modulation de Largeur d'Impulsion, qui utilise des asservissements des courants statoriques. Cette commande est établie dans un espace de découplage, en utilisant la notion de machines fictives. Nous avons montré qu'une structuration de la commande, établie à partir d'une modélisation simplifiée, permettait d'obtenir des performances satisfaisantes dans les deux modes de fonctionnement de la machine électrique. Ceci permet d'utiliser une structure de commande, certes, plus complexe qu'une commande pleine onde, mais suffisamment simple pour pouvoir être implantée industriellement, à des coûts plus raisonnables qu'une commande qui utilise d'autres méthodes plus complexes (commande par retour d'état, logique flou, …). L'objectif visé est atteint avec le type de commande que nous avons montré ici, puisqu'il permet de résoudre les problèmes liés aux commandes type pleine onde. En outre, elles ouvrent vers d'autres perspectives de l'utilisation des machines polyphasées pour réaliser d'autres fonctions hybrides plus complexes. Néanmoins, elles induisent certaines contraintes dont il faut tenir compte.

En conclusion de ce chapitre, l'un et l'autre des deux types de commande étudiés ont leurs propres avantages et inconvénients. Les commandes type pleine onde seront mieux adaptées lorsqu'on souhaite tirer un maximum de puissance, sous une tension faible. Cependant, pour des phases de fonctionnement en continu (par opposition aux phases de fonctionnement transitoires de courte durée, comme lors d'un démarrage), pour lesquels on souhaite un contrôle fin de la machine afin de réduire les perturbations induites par une commande trop simple, on préfèrera les commandes MLI. Ces dernières permettent en outre d'adapter la commande de la machine à sa conception, ce qui libère potentiellement certaines contraintes de fabrication.

CONCLUSION GÉNÉRALE

La réduction de consommation d'énergie est devenue un enjeu sociétal majeur. Pour parvenir à réduire la consommation de pétrole dans le secteur automobile, le véhicule hybride est une solution prometteuse. Dans ces travaux de thèse, nous avons travaillé sur une topologie de véhicule micro-hybride, équipé d'un système alterno-démarreur polyphasé à entrainement par courroie. Ce système alterno-démarreur dérive d'une première version « plus classique » triphasée, déjà disponible à la vente avec certains modèles d'automobiles. L'objectif du développement de la nouvelle gamme polyphasée est d'étendre les fonctions offertes par le système actuel triphasé à des véhicules de forte cylindrée, tout en garantissant un volume réduit du système embarqué. Le principal avantage de cette technologie, par rapport à d'autres structures hybrides plus complexes, est lié à son faible coût.

L'utilisation d'une machine à plus de trois phases est peu classique, et on ne dispose encore aujourd'hui que de peu d'expertise pour la conception et la commande de ce type de machine électrique. Dans ce contexte, nous avons cherché à poursuivre le développement de certaines méthodologies élaborées au L2EP, dédiées à la conception et la commande des machines polyphasées. L'objectif visé fut d'adapter ces méthodologies au cas de l'alterno-démarreur 7-phases étudié, en vue de sa commande, afin de profiter pleinement des performances potentiellement offertes par cette nouvelle structure.

Ainsi, en trois chapitres, nous avons successivement travaillé sur les points suivants.

Le premier chapitre a tout d'abord permis de positionner notre étude, en dressant un état de l'art des différentes technologies hybrides développées actuellement dans le secteur automobile. Par ailleurs, nous avons montré pourquoi une machine polyphasée permettait d'étendre le spectre de véhicules utilisant le système alterno-démarreur, à des véhicules plus puissants, sous le poids de lourdes contraintes. Ainsi, il s'avère que l'élévation de la puissance du système, dans un même volume, par l'augmentation du nombre de phases, n'est pas implicite. Dans notre cas, le passage de trois à sept phases a permis d'une part de se dégager de certaines contraintes de fabrication du bobinage et ainsi de mieux utiliser l'espace. D'autre part, de reconsidérer la répartition des transistors au sein de l'onduleur. C'est pour ces raisons que la structure polyphasée a été retenue.

Dans un second temps, nous avons décrit les méthodes utilisées dans la littérature pour l'étude des machines synchrones polyphasées. Nous nous sommes alors penchés plus particulièrement sur les modèles développés au laboratoire L2EP, qui utilisent la notion de machines fictives définies dans le référentiel de Concordia généralisé. Ces modèles reposent sur la caractérisation des machines fictives par des familles propres d'harmoniques. Ils permettent de simplifier la conception et la commande des machines polyphasées. A partir des hypothèses restrictives de ces modèles, et d'une description de l'alterno-démarreur 7-phases étudié, nous avons conclu sur le besoin d'adapter ces modèles à notre cas d'étude : étude du bobinage concentré à pas fractionnaire, intégration des phénomènes de saturation magnétique et de variation d'entrefer, et prise en compte de l'excitation variable.

Dans le deuxième chapitre, l'objectif fut de développer des modèles de l'alterno-démarreur 7-phases, en vue de sa commande, mais aussi en vue d'aider sa rétro-conception. Nous avons alors montré comment faire intervenir dans la modélisation les effets de non linéarité des matériaux magnétiques et de saillance des pôles magnétiques. Pour chaque étape de modélisation, nous avons utilisé la notion de machine fictive, et avons montré de quelle façon cet outil facilite l'analyse du système polyphasé, pour sa conception et sa commande.

A propos de l'aide à la conception, nous avons étudié le bobinage de la machine, de type concentré à pas fractionnaire. Nous nous sommes alors penchés sur les différences de modélisation qu'entraîne ce type de bobinage, par rapport à aux bobinages à pas diamétral, utilisés lors des précédentes études réalisées sur les machines polyphasées. Nous avons ainsi examiné ce qu'implique la création de « sous-harmoniques » (de rangs non entiers) sur l'onde de force magnétomotrice. Ainsi, nous avons vu, pour le prototype étudié, que contrairement au cas d'une machine triphasée, la structure polyphasée permet que ces sous harmoniques perturbent peu la machine fictive principale M1 ; à l'origine de l'essentiel du couple. La répartition par familles jouant alors le rôle de filtre, du point de vue de cette machine principale, et les sous harmoniques, considérés comme perturbation dans le cas triphasé, ayant même un rôle bénéfique du point de vue des constantes de temps caractéristiques des machines M2 et M3. Cette analyse nous a permis de proposer des pistes en termes de rétro-conception et d'utiliser le nombre de phases comme véritable paramètre de conception. De cela, a découlé une méthodologie pour la conception du type de bobinage étudié, afin d'adapter le bobinage à la façon dont on souhaite commander la machine.

Les effets de type réluctance variable ont également été examinés. Cette analyse a montré que des couplages étaient induits entre les différentes machines fictives, à cause des variations d'entrefer. Néanmoins, ces couplages restent faibles dans le cas du prototype étudié et n'ont pas nécessité de revoir en profondeur la façon d'établir le modèle de commande de la machine.

Enfin, la dernière partie de ce chapitre a été consacrée à l'identification des paramètres caractéristiques des modèles de commande du système alterno-démarreur 7-phases. Nous avons montré pourquoi certains de ces paramètres pouvaient poser des difficultés pour être mesurés, et avons proposé une méthodologie originale d'identification. Cette méthodologie utilisant un asservissement des courants dans le référentiel de Park généralisé, nous avons utilisé la modélisation établie dans ce deuxième chapitre pour mettre en œuvre une partie de la commande de la machine.

Le troisième chapitre a porté sur la commande du système alterno-démarreur 7-phases. Au cours de ce travail, nous avons comparé deux types de commande : commande pleine onde et commande MLI utilisant des asservissements de courants dans le référentiel de Park généralisé. Nous avons montré que les modèles développés dans le deuxième chapitre permettaient, d'une part, de prévoir le comportement du système, et d'autre part de construire la structure de commande du système par inversion de la chaine énergétique. Nous avons alors montré qu'un modèle relativement simple pouvait être utilisé pour la mise en œuvre de la commande MLI. En utilisant un modèle simplifié pour la définition de la structure de commande, on réussit en effet à proposer une solution de contrôle facile à implanter, réalisable pour ce genre d'application automobile où la diminution du coût est un enjeu majeur. Cependant, les résultats expérimentaux de ce troisième chapitre montrent aussi certaines perturbations des grandeurs à contrôler. Ces perturbations sont liées aux simplifications de modèle, et nous en comprenons l'origine grâce aux travaux de modélisation du deuxième chapitre. Elles sont néanmoins faibles, et ne justifient pas

l'utilisation de modèles de commande plus complexes, et donc plus coûteux et plus difficiles à mettre en œuvre.

Parmi les principaux avantages de la commande pleine onde, on retiendra sa facilité et son faible coût de mise en œuvre, mais aussi ses bonnes performances à niveau de tension faible. Quant-à la commande MLI étudiée, qui utilise des asservissements de courants dans le référentiel de Park généralisé, on retiendra qu'elle permet d'utiliser les avantages offerts par la notion de machines fictives. On peut ainsi compenser certaines faiblesses de conception par la commande. Par contre, lorsque le niveau de tension du bus continu est faible, la présence d'asservissements de courant s'avère être un élément pénalisant si les non-linéarités induites par la limitation du niveau de tension du bus continu ne sont pas prises en compte. Il apparaît à ce stade que la commande MLI avec asservissements de courants permet d'améliorer les performances en termes de qualité de couple (pollution harmonique, bruit, …), mais des développements complémentaires sont nécessaires pour optimiser la MLI dans les régimes transitoires de forte amplitude de type démarrage ; surtout lorsque la tension du bus continu est faible. Moyennant une conception adaptée, on pourra alors définir des stratégies de commande qui visent différents objectifs, comme : l'optimisation du couple électromagnétique, la diminution du bruit, le filtrage du courant de bus continu, etc.

En conclusion de ces trois chapitres, nous avons montré que les outils développés au L2EP, spécifiquement pour l'étude des machines polyphasées, pouvaient être étendus au cas du système alterno-démarreur 7-phases étudié. Nous avons alors mis en évidence certaines façons d'utiliser la notion de machines fictives pour aider la rétro-conception, la commande, et plus généralement l'analyse de ce type de système dédié aux véhicules automobiles hybrides. Les développements théoriques proposés dans ce mémoire ont en outre été validées par des simulations numériques et des essais expérimentaux.

On propose d'ouvrir maintenant vers différentes perspectives qu'offrent ces travaux.

A court terme, le premier objectif serait de travailler à l'automatisation d'un cycle de fonctionnement complet : démarrage, suivi du passage au mode de fonctionnement en alternateur, arrêt du moteur thermique, redémarrage… Ceci permettrait une implémentation des méthodes développées dans ce mémoire au sein du système industriel, pour sa commercialisation.

Une première difficulté de ce travail concerne l'identification des paramètres sur toute la plage de fonctionnement de la machine électrique. La méthodologie originale développée dans ce mémoire, qui repose sur des asservissements de courants en boucle fermée, semble bien adaptée à l'utilisation de méthodes automatisées d'identification en ligne. L'utilisation de telles méthodes permettrait alors de simplifier ce travail d'identification et de rendre la commande plus robuste.

Une autre difficulté pour automatiser la commande de l'alterno-démarreur sur toute sa plage de fonctionnement concerne les stratégies à adopter : pour la commande rapprochée des courants des machines fictives d'une part, puis la stratégie globale du système d'autre part. L'objectif étant toujours le même : réaliser la fonction principale (alternateur ou moteur, au niveau de puissance demandé), sous le poids de certaines contraintes (contrôle du bruit, respect du calibre des composants, etc.), en optimisant l'utilisation des flux d'énergie. L'utilisation de la REM faciliterait alors ce travail.

A moyen terme, il serait intéressant de tester les voies proposées dans le deuxième chapitre pour l'amélioration de la conception.

Pour différents rotors, différentes configurations de bobinages concentrés, et un nombre de phases pris comme paramètre de conception, des modélisations par éléments finis pourraient permettre d'examiner dans un premier temps les caractéristiques de ces différentes solutions obtenues par l'approche analytique (lorsque les limites de temps de calcul seront levées). Ensuite, avec le banc expérimental dont on dispose, il serait intéressant de tester les solutions pour lesquelles un prototype serait développé. Cela permettrait de tester la pertinence des analyses établies dans ce mémoire pour ce type d'application (rappelons que des travaux précédents [17]-[18] ont déjà permis de vérifier le bienfondé de ce même genre de méthodologie, mais pour des machines répondant à des hypothèses plus simples).

A partir de cette étude (et des précédentes [17]-[18]), on pourrait alors à plus long terme chercher à utiliser la notion de machines fictives pour déterminer des méthodes systématiques de conception pour les machines polyphasées, avec ce même type de bobinage concentré à pas fractionnaire. Le formalisme REM serait l'outil qui permettrait de tisser le lien entre les notions de conception et de commande, en facilitant les échanges entre les deux métiers de « concepteur » et de « commandeur ». En retravaillant sur l'outil REM, on pourrait en outre proposer un formalisme graphique d'aide à la conception systématique, en vue de la mise en œuvre d'une commande donnée. Cette approche, inverse de celle généralement utilisée aujourd'hui (puisqu'on cherche plutôt à adapter une commande à une conception donnée), permettrait d'intégrer les contraintes liées à la commande dès les premiers pas de conception. On pourrait ainsi économiser quelques itérations dans le processus bouclé de conception (utilisé aujourd'hui lors du développement d'un tel produit dédié à une application automobile).

Cette méthode générale de mise en œuvre des machines polyphasées visant à véritablement considérer le nombre de phase comme paramètre de conception, permettrait alors de tirer tous les avantages de ce type d'architecture, quelqu'en soit l'application.

ANNEXES

Plan des annexes :

A1 : Environnement mathématique

A2 : Représentation Energétique Macroscopique

A3 : Prototypage virtuel, pour l'analyse et la caractérisation de la machine 7-phases par le logiciel *Code_Carmel*

A4 : Caractérisation des paramètres du modèle de commande de l'alterno-démarreur 7-phases défini dans le référentiel naturel de la machine

A5 : Développement du calcul des inductances de la machine 7-phases, avec prise en compte des effets de perméance variable

A6 : Dispositif expérimental

A7 : Élévation du niveau de tension du bus continu pour la commande MLI

A1 : Environnement mathématique

A1. 1 : Notations vectorielles et matricielles

Pour noter les grandeurs de même nature (courants, tension, flux, etc…), nous utilisons généralement une notation vectorielle. Ainsi, N_{Ph} grandeurs de même nature (typiquement des N_{Ph} phases de la machine considérée) sont regroupées sous la forme d'un même vecteur de dimension N_{Ph}. A priori, l'espace vectoriel associé à cette modélisation vectorielle pourrait être indifféremment un espace euclidien[26] (construit sur le corps des réels) ou hermitien (construit sur le corps des complexes), de dimension N_{Ph}. Néanmoins, l'utilisation du plan complexe permet aussi l'introduction de la notion de « vecteurs d'espace » [15], [18]. Or, cette notion est particulièrement bien adaptée à la modélisation de systèmes diphasés en régime transitoire. Comme nous cherchons avec le concept multimachine à projeter le problème « N_{Ph}-phasé », d'un espace de dimension N_{Ph}, vers plusieurs espaces de dimension 2 (+ éventuellement un espace monodimensionnel), nous associons systématiquement à la modélisation vectorielle des grandeurs de phase un espace hermitien de dimension N_{Ph}. On le note $E^{N_{Ph}}$.

On appelle base orthonormée *naturelle*, notée $\mathbf{N}^{N_{Ph}}$, la base telle que les composantes d'un vecteur exprimé dans cette base correspondent aux grandeurs de phases directement mesurables (courants, tensions, flux, etc…). On note les vecteurs constituant cette base :

$$\mathbf{N}^{N_{Ph}} = \left\{ \vec{n}_1^{N_{Ph}}, \vec{n}_2^{N_{Ph}}, ..., \vec{n}_{N_{Ph}}^{N_{Ph}} \right\} \tag{A1- 1}$$

Nous définissons également une convention pour une notation matricielle des vecteurs :

Si le vecteur est noté seul, alors il s'agit de la notation vectorielle. Prenons l'exemple d'un vecteur $\vec{x}$, dont nous pouvons écrire la décomposition dans la base naturelle sous la forme :

$$\vec{x}^{N_{Ph}} = x_1 \vec{n}_1^{N_{Ph}} + ... + x_N \vec{n}_{N_{Ph}}^{N_{Ph}} = \sum_{n=1}^{n=N_{Ph}} x_n \vec{n}_n^{N_{Ph}} \tag{A1- 2}$$

Dans la mesure où il existe autant d'écritures matricielles pour un vecteur que de bases associées à ce vecteur, pour l'écriture matricielle, nous devrons préciser la base de travail. Le vecteur sera dans ce cas écrit entre parenthèses avec la base de travail en indice. Ci-dessous, nous prenons l'exemple du même vecteur $\vec{x}$ que précédemment, écrit en utilisant la notation matricielle, et exprimé dans la base naturelle :

$$\left(\vec{x}^{N_{Ph}}\right)_{\mathbf{N}^{N_{Ph}}} = \begin{pmatrix} x_1 \\ \vdots \\ x_n \\ \vdots \\ x_{N_{Ph}} \end{pmatrix}_{\mathbf{N}^{N_{Ph}}} \tag{A1- 3}$$

[26] Car les grandeurs de phase sont réelles.

Enfin, définissons le produit scalaire dans l'espace hermitien $E^{N_{Ph}}$, noté « . ». Ce produit scalaire est associé à la base d'expression des vecteurs, il faudra donc préciser la base d'utilisation. Ci-dessous, nous donnons l'exemple de la façon dont on écrira le produit scalaire de 2 vecteurs $\vec{x}$ et $\vec{y}$ dans la base naturelle :

$$\left(\vec{x}^{N_{Ph}}\right)_{\mathbf{N}^{\mathrm{NPh}}} \cdot \left(\vec{y}^{N_{Ph}}\right)_{\mathbf{N}^{\mathrm{NPh}}} = \sum_{n=1}^{n=N_{Ph}} x_n \, y_n^* \qquad \text{(A1- 4)}$$

A1. 2 : Repères statorique et rotorique pour la mise en équation de la machine synchrone

On définit 2 repères de calcul, l'un lié au rotor de la machine, l'autre au stator. Pour cela, nous nous appuyons sur le schéma de principe d'une machine synchrone bipolaire (au rotor, le pôle nord est représenté par « N » et le pôle sud par « S ») proposé par la Figure A 1. Sur ce schéma, seule la phase 1 est représentée.

Ainsi, nous définissons par ce plan de coupe de machine simplifiée à 1 paire de pôles :

- L'axe de la phase 1, l'axe fixe, normal à la surface créée par l'enroulement de la phase 1 et qui passe par l'axe de rotation de la machine. Nous appellerons cet axe « l'axe du repère statorique » ou « axe de référence de la machine ». 2 vecteurs, l'un radial et dans la direction de l'axe de référence (noté $\vec{\mathrm{S}}_{\mathrm{rad}}$) et l'autre tangentiel à l'axe de rotation de la machine (noté $\vec{\mathrm{S}}_{\mathrm{tang}}$) servent à définir le repère lié au stator : $\Re_{\mathrm{S}}(\mathrm{O}_{\mathrm{S}}, \vec{\mathrm{S}}_{\mathrm{rad}}, \vec{\mathrm{S}}_{\mathrm{tang}})$.
- L'axe du repère rotorique, qui tourne avec le rotor, dans la direction principale du flux rotorique et qui passe par l'axe de rotation de la machine. 2 vecteurs, l'un radial et dans la direction de l'axe rotorique (noté $\vec{\mathrm{R}}_{\mathrm{rad}}$) et l'autre tangentiel à l'axe de rotation de la machine (noté $\vec{\mathrm{R}}_{\mathrm{tang}}$) servent à définir le repère lié au rotor : $\Re_{\mathrm{R}}(\mathrm{O}_{\mathrm{R}}, \vec{\mathrm{R}}_{\mathrm{rad}}, \vec{\mathrm{R}}_{\mathrm{tang}})$.
- Le décalage instantané mécanique θ_m, est l'angle entre l'axe statorique et l'axe rotorique (angle entre les 2 repères $\Re_{\mathrm{S}}$ et $\Re_{\mathrm{R}}$). On appellera ce décalage « position instantanée du rotor, dans le repère mécanique », et on écrira :

$$\theta_m = \theta_{m\Re_{\mathrm{S}}/\Re_{\mathrm{R}}} = \int \theta_m(t)dt + \theta_{m0} \qquad \text{(A1-5)}$$

$$\text{A vitesse constante : } \theta_m = \Omega t + \theta_{m0}$$

Dans la relation, (A1-5) θ_{m0} est la position initiale du rotor et Ω la vitesse de rotation (en rad/s). Au synchronisme, la pulsation électrique ω est liée à Ω par la relation $\omega = p\,\Omega$.

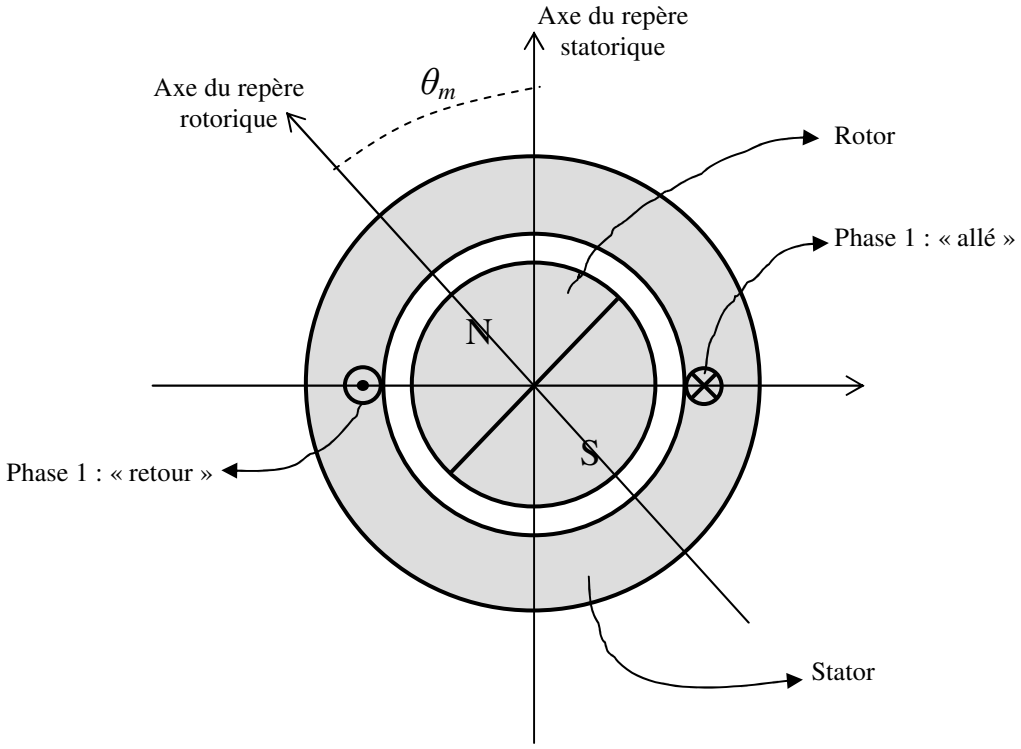


Figure A 1 : *Définition des repères de calcul rotorique et statorique*

A2 : Représentation Energétique Macroscopique

Dans cette annexe, nous proposons une description du formalisme REM (Représentation Energétique Macroscopique). La REM est en effet utilisée dans ce mémoire pour l'étude du système alterno-démarreur 7-phases.

La Représentation Energétique Macroscopique est un formalisme graphique, qui permet d'obtenir une représentation synthétique pour les modèles des systèmes énergétiques. La notion de flux d'énergie est au centre de la définition de cet outil. Ce formalisme a été développé dans le but de systématiser la définition de structures de commandes des systèmes étudiés, par inversion de la chaine énergétique. Ceci est facilité par une propriété essentielle de la REM : le respect strict du principe de causalité intégrale.

Ce formalisme graphique est normalisé. Il repose sur certains principes, qui permettent in fine de représenter les systèmes sous forme de différents blocs. Ces blocs décrivant les diverses fonctions assurées par les systèmes étudiés : sources d'énergie, couplages, accumulation d'énergie, conversion d'énergie, etc. Le but de cette annexe est de décrire la REM. Cette description est menée en deux parties : la première pour la description des principes généraux de cet outil graphique. La deuxième pour la description des blocs que l'on utilise dans ce mémoire.

L'exemple utilisé pour la description de cet outil est celui de l'alterno-démarreur, modélisé dans sa base naturelle.

A2. 1. Principes généraux de la REM

- Une règle élémentaire de cet outil est le respect systématique de la causalité intégrale[27] pour la représentation des éléments d'accumulation d'énergie. Cette notion d'accumulation d'énergie est issue d'un autre outil de représentation des systèmes énergétiques développé au L2EP, le GIC (pour Graphe Informationnel Causal).
- Les éléments du système (sources, convertisseurs, éléments d'accumulation d'énergie…) sont représentés par des « blocs » normalisés. Liés les uns aux autres, l'ensemble des blocs permet d'obtenir une vue synthétique des flux d'énergie du système. A partir de cette représentation du système, la REM permet de déduire systématiquement une structure de commande, par inversion de la chaine énergétique.
- Un autre concept fondateur de la REM est le principe d'action/réaction. Celui-ci peut être énoncé de la façon suivante : « toute action d'un environnement sur un système induit une réaction du système sur cet environnement »[28]. Nous définissons également les notions de « variable d'action » et de « variable de réaction », dont l'une et l'autre peuvent être soit de nature cinétique, soit de nature potentielle. Ainsi, une extension du principe d'action/réaction peut être énoncé comme suit : « toute action de nature potentielle induit une réaction de nature cinétique, et vice-versa. ». La puissance instantanée échangée correspond alors au produit de la variable d'action par la variable de réaction.

[27] Ou « causalité naturelle », c'est-à-dire la seule qui ait un sens physique puisqu'on ne peut pas prétendre que le système physique puisse connaitre le futur.
[28] La réciproque est également vraie.

- Chaque variable d'action est toujours associée graphiquement à sa variable de réaction. Ainsi, on obtient une vue synthétique des flux d'énergie au sein des systèmes. Ceci facilite l'analyse énergétique, surtout lorsque le système présente de nombreux couplages. La REM a d'ailleurs été initialement développée pour l'étude de la commande de systèmes couplés.

A2. 2. Éléments constitutifs de la REM

Les éléments Source :

Les sources d'énergie sont représentées par des blocs mono-entrée/mono-sortie. L'entrée et la sortie peuvent être vectorielles ou non (scalaires). Les sources d'énergie permettent de représenter les flux d'énergie du système avec l'extérieur. En d'autres termes, elles fixent les conditions aux limites de la chaine énergétique étudiée. Ces sources peuvent donc être génératrices ou réceptrices d'énergie, elles seront représentées par des pictogrammes ovales verts.

La Figure A 2 propose 2 exemples de sources d'énergie : l'une électrique (a) (par exemple la batterie, qui impose ici le niveau de tension continu v_{DC}), l'autre mécanique (b) (qui impose ici un couple résistant, noté T_r).



Figure A 2 : *Exemple de représentation de sources d'énergie electrique (a) et mécanique (b)*

A remarquer sur la Figure A 2, que :

- La variable d'action de la source d'énergie électrique (imposée par cette source, notée SE) est la tension v_{DC}. Cette variable est de nature potentielle et la réaction à cette variable d'action est le courant i_{DC}, soit une variable de nature cinétique. Le produit de ces 2 variables correspond à la puissance instantanée $p(t)$.
- En ce qui concerne la source mécanique (SM), la variable d'action est le couple résistant T_r. La variable de réaction est la vitesse de rotation Ω. On suppose donc avec cette représentation que c'est le système étudié qui impose la vitesse de rotation. Cette représentation est intéressante, par exemple, pour la définition de la structure de commande de l'alterno-démarreur, lorsqu'on cherche à l'asservir en vitesse. La représentation duale est celle où le couple est imposé par le système étudié. La contre réaction imposée par l'extérieur sur le système à commander serait dans ce cas la vitesse de rotation Ω. Cette représentation serait dans ce cas adaptée pour une commande en couple de l'alterno-démarreur. A noter également que la puissance $p(t)$ est dans ce cas aussi le produit des deux variables d'action et de réaction $p(t) = T\Omega$.

Les éléments de conversion :

Les éléments de conversion sont utilisés pour représenter les dispositifs de conversion ou de modulation d'énergie du système. On peut référencer les éléments de conversion :

- Mécano-mécaniques : représentés par des triangles orange entourés d'un filet rouge (Figure A 3-(a)). Exemple : un système {2 poulies, courroie} faisant office de réducteur, caractérisé par son rapport de transformation.
- Mécano-électriques (ou électro-mécanique) : typiquement, utilisés pour représenter les machine électrique, dans les 2 modes de fonctionnement, en génératrice ou en moteur. Ce type de conversion est représenté par un cercle orange entouré d'un filet rouge (Figure A 3-(b)).
- Électro-électriques : représentés par des carrés orange entourés d'un filet rouge (Figure A 3-(c)), ils servent à représenter les modulateurs d'énergie électrique comme les hacheurs, onduleurs, etc…
-

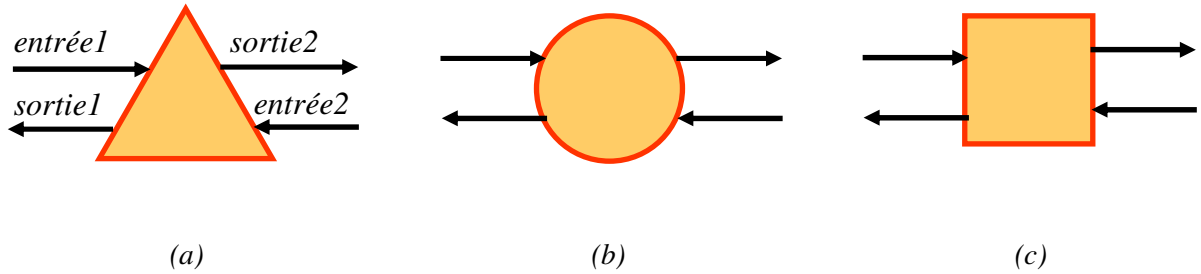


Figure A 3 : *Représentation des des éléments de conversion d'énergie mécano-mécanique (a), mécano-électrique (b) et électro-électrique (c)*

On remarque que ces éléments sont munis en amont et en aval d'une entrée et d'une sortie (respectivement *entrée1* et *sortie1* en amont et *entrée2* et *sortie2* en aval sur la Figure A 3-(a)), soit 2 entrées et 2 sorties au total. En amont (et en aval), le produit des 2 variables d'action et de réaction correspond à la puissance instantanée $p(t)$ (l'une est donc de nature potentielle et l'autre de nature cinétique, ou inversement).

Les éléments de conversion peuvent être munis d'une entrée de réglage (scalaire ou vectorielle), indiquée par une troisième entrée (flèche rouge nommée $\vec{m}^{Nm}$ sur la Figure A 4).

A titre d'exemple, nous proposons de modéliser un onduleur par le formalisme REM (Figure A 4) :

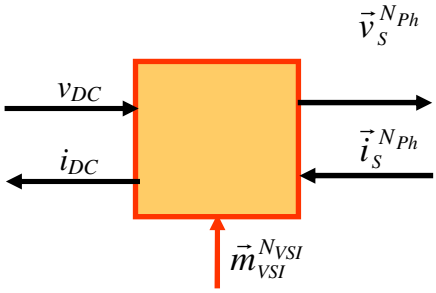


Figure A 4 : *Exemple de la représentation d'un onduleur de tension*

Cette représentation est valable aussi bien pour les 2 sens de transfert d'énergie, que l'onduleur fonctionne effectivement en onduleur ou en redresseur. Sur la Figure A 4, on appelle respectivement v_{DC}

et i_{DC} la tension et le courant du bus continu. $\vec{v}_S^{N_{Ph}}$ et $\vec{i}_S^{N_{Ph}}$ sont les vecteurs représentant respectivement les N_{Ph} tensions et N_{Ph} courants des N_{Ph} phases. $\vec{m}_{VSI}^{N_{VSI}}$ est le vecteur de réglage du bloc de conversion (vecteur des fonctions de modulation). Dans cet exemple d'un onduleur de tension alimentant une machine électrique, le couplage électrique de la machine décide de la dimension du vecteur de réglage. $N_{VSI} = N_{Ph}$ si la machine n'est pas couplée et $N_{VSI} = N_{Ph}-1$ si la machine est couplée.

Les éléments d'accumulation d'énergie :

Ces éléments assurent un effet de réservoir d'énergie, avec tous les effets que cela implique. Entre autres, par le respect du principe de causalité intégrale imposé par la REM, la variable d'état ne peut être que la variable de sortie. Cette variable ne peut pas subir de discontinuité et l'élément induit un transitoire et donc un temps de réponse. Il en découle que cet élément ne sera pas directement inversible (à l'inverse des autres éléments que nous vu jusqu'alors) lors de la phase de contrôle de la chaine énergétique.

Les éléments d'accumulation d'énergie sont représentés par des rectangles orange entourés d'un filet rouge et barrés d'un trait rouge (Figure A 5) :

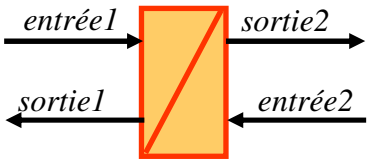


Figure A 5 : *Représentation des éléments d'accumulation d'énergie*

On appelle *entrée1*, l'entrée d'action et *entrée2*, l'entrée de perturbation (qui peut être nulle dans certains cas). Dans le cas particulier des systèmes du 1er ordre, les 2 sorties sont identiques.

Prenons l'exemple d'une bobine alimentée de la façon décrite par la Figure A 6-(a) :

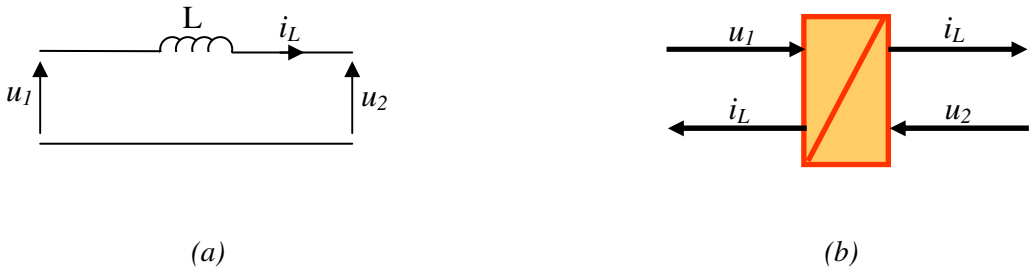


Figure A 6 : *Exemple d'une bobine modélisée par le formalisme REM*

Un modèle qui décrit le fonctionnement de la bobine est proposé par l'équation (A 1). La variable d'état, qui ne peut pas subir de discontinuité, est le courant i_L, c'est donc la sortie du bloc d'accumulation d'énergie. Avec le formalisme REM, on représentera cet élément d'accumulation d'énergie par la Figure A 6-(b).

$$i_L = \frac{1}{\mathrm{L}} \int (u_1 - u_2) + i_0 \qquad \textbf{(A 1)}$$

Les éléments de couplage :

Dans le cas de système multimachine/multiconvertisseur, la chaine énergétique est décomposée en plusieurs parties. Il est donc nécessaire dans ce cas de proposer des symboles qui décrivent la séparation ou le rassemblement des flux d'énergie. Nous appellerons ces éléments les « éléments de couplage ». Dans ce mémoire, nous voyons que le concept multimachine introduit par les transformations de Concordia et Park généralisées font état d'une mise en parallèle des flux d'énergie. Cette notion de couplage REM est donc particulièrement bien adaptée à la représentation du système résultant, une fois projeté dans le nouvel espace de travail.

Nous définissons 3 types de couplage :

- Le couplage électrique, dont on donne un exemple avec la Figure A 7. Sur cette figure, on montre comment représenter la mise en parallèle du circuit électrique décrit par la Figure A 7-(a) avec le formalisme REM (Figure A 7-(b)). Sur cet exemple, la tension u est identique sur 3 branches du circuit, et le courant i_{total} est réparti sur ces 3 branches, i_1, i_2 et i_3.
- Le couplage mécanique, dont on donne un exemple avec la Figure A 8. Dans cet exemple, 2 poulies sont accouplées mécaniquement par une courroie. Le couple total noté T_{total} est donc la somme des 2 couples T_1 et T_2. Avec le formalisme REM, on pourra représenter ce système sous la forme proposée par la Figure A 8-(b).
- Le couplage magnétique, dont on donne un exemple avec la Figure A 9, tirée ici de la modélisation d'une Machine à Courant Continu (MCC) à excitation séparée. En appelant T le couple électromagnétique, i_F le courant d'excitation, i_{ind} le courant d'induit, e_F et e_{ind} les contre-réactions imposées respectivement sur les circuits d'excitation et d'induit lorsque la machine tourne (e_F est la réaction magnétique d'induit et e_{ind} correspond à la fem induite), et enfin k_T et k_e les constantes de conversion électromécaniques de la MCC, on met en équations cette conversion de la façon classique décrite par le système (A 2). Au format REM, on fait généralement le choix de représenter ce système d'équations par le couplage magnétique donné en Figure A 9-(b). On rappelle ainsi que le couple T est issu de l'interaction de 2 champs magnétiques (l'un créé au rotor, l'autre au stator) et que la fem induite est due à la variation d'un flux magnétique.

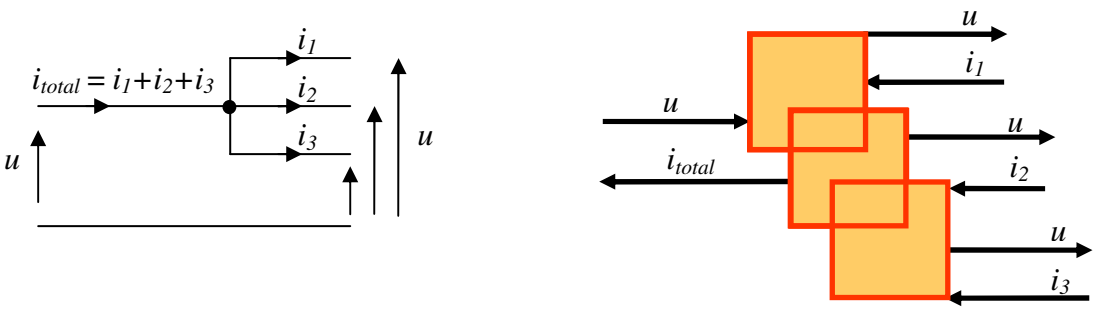


Figure A 7 : *Exemple d'un couplage électrique*

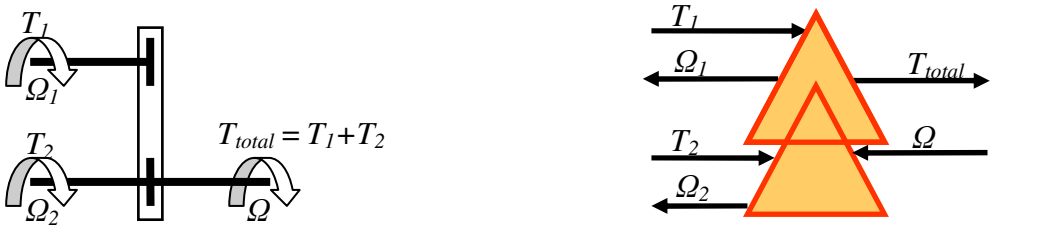


Figure A 8 : *Exemple d'un couplage mécanique*

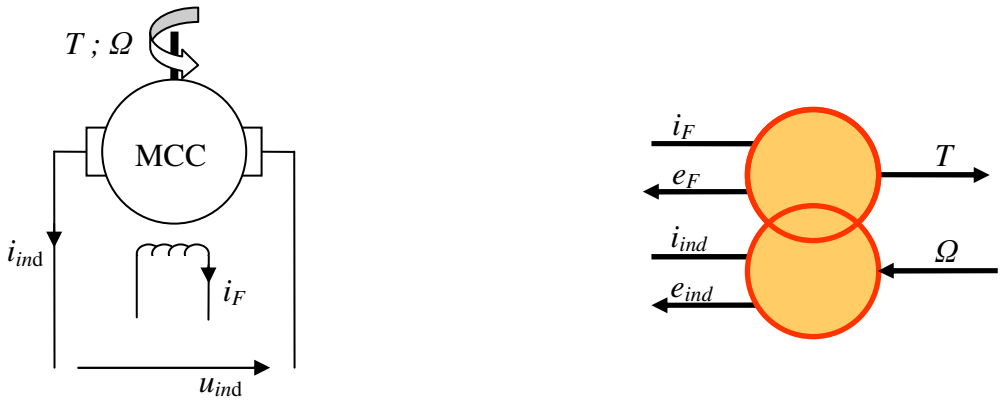


Figure A 9 : *Exemple d'un couplage magnétique*

$$\begin{cases} T = k_T\, i_F\, i_{ind} \\ e_{ind} = k_e\, i_F\, \Omega \end{cases} \qquad \textbf{(A 2)}$$

A2. 3. Application au système alterno-démarreur 7-phases dans la base naturelle

Dans cette partie, nous cherchons à représenter la chaine énergétique du système alterno-démarreur en utilisant le formalisme REM. La représentation se fera dans la base naturelle de la machine.

Le système est composé des éléments suivants : une batterie, une machine synchrone à excitation séparée, un onduleur de tension pour l'alimentation des 7 phases de la machine, un hacheur d'excitation pour l'alimentation du circuit d'excitation, une poulie pour la connexion mécanique avec l'extérieur du système. Pour définir les côtés « amont » et « aval » des différents blocs[29], nous définissons un sens « privilégié » du sens de transfert de l'énergie. Celui-ci correspondra, de façon tout à fait arbitraire, au mode moteur de la machine électrique. Nous représenterons donc la chaine énergétique en commençant par la batterie électrique.

Ainsi, par point par point, nous avons :

- La batterie, symbolisée par une source d'énergie (Figure A 2). La sortie de la source correspond à la tension du bus continu (v_{DC}). Cette source est perturbée par l'entrée de réaction, à savoir le courant du bus continu (i_{DC}).
- L'onduleur de tension, représenté par un élément de conversion d'énergie électrique (Figure A 4). L'entrée amont est la tension imposée par la batterie v_{DC} et la sortie de réaction associée à cette entrée est le courant imposé par l'onduleur i_{VSI} et qui alimente le bus continu[30]. En aval, la sortie est le vecteur des N_{Ph} tensions imposées par l'onduleur, qui servent à alimenter les phases de la machine et qu'on note $\vec{v}_S^{N_{Ph}}$. L'entrée de réaction associée sera le vecteur courant imposé par la machine électrique, $\vec{i}_S^{N_{Ph}}$. La troisième entrée sur ce bloc correspond au vecteur de réglage $\vec{m}_{VSI}^{N_{VSI}}$. On peut modéliser aux valeurs moyennes ce bloc, par le jeu d'équations (A 3).

$$\begin{cases} \vec{v}_S^{N_{Ph}} = \vec{m}_{VSI}^{N_{VSI}}\, v_{DC} \\ i_{VSI} = \sum_{t=1}^{N_{Ph}} i_{S_t} \end{cases} \qquad \textbf{(A 3)}$$

- Le hacheur d'excitation, lui aussi représenté par un élément de conversion d'énergie électrique. En amont, l'entrée d'action est comme dans le cas de l'onduleur la tension imposée par la batterie v_{DC}. La sortie de réaction associée est le courant imposé par le hacheur i_{hach} et qui alimente également le bus continu. En aval, la sortie est la tension qu'on impose aux bornes du circuit d'excitation v_F. L'entrée de réaction sera le courant imposé par le circuit d'excitation i_F. On définit l'entrée de réglage m_{hach}. L'équation (A 4) propose une modélisation classique du hacheur aux valeurs moyennes.

$$\begin{cases} v_{chop} = m_{chop}\, v_{DC} \\ i_{chop} = m_{chop}\, i_F \end{cases} \qquad \textbf{(A 4)}$$

- La mise en parallèle de l'onduleur et du hacheur représentée par un élément de couplage électrique (Figure A 7).
- La machine synchrone polyphasée, représentée par deux blocs : un bloc d'accumulation d'énergie (Figure A 5) qui symbolise l'équation des tensions (9). Les 2 sorties de ce bloc (amont et aval) sont

[29] Les côtés « amont » et « aval » sont inversés lorsqu'on change de sens de transfert d'énergie.
[30] On utilise le terme « alimente », même si le courant peut aussi être « consommé » sur le bus continu.

identiques et correspondent au vecteur courant $\vec{i}_S^{N_{Ph}}$. L'entrée d'action, en amont, est le vecteur des tensions d'alimentation de la machine $\vec{v}_S^{N_{Ph}}$. Enfin, l'entrée de perturbation (en aval) sera la fem induite $\vec{e}_S^{N_{Ph}}$ par la conversion électromécanique. Pour représenter la conversion électromécanique, nous choisissons un bloc de couplage magnétique (Figure A 9) pour caractériser le couplage entre le circuit d'excitation et les bobinages statoriques pour la création du couple électromagnétique ; On rappelle l'expression du couple électromagnétique avec (12).

- Le circuit d'excitation représenté par un deuxième bloc d'accumulation d'énergie. L'entrée d'action est la tension imposée par le hacheur d'excitation v_F. Les 2 sorties du bloc sont identiques et correspondent au courant d'excitation i_F. Enfin, l'entré de perturbation est la réaction magnétique d'induit e_F, imposée par le bloc de couplage magnétique. Profitons également de la description de ce bloc pour montrer qu'on peut le caractériser par une fonction de transfert du 1er ordre, qui modélise le comportement du circuit série $\mathrm{R_F L_F} e_F$ alimenté par la tension v_F et parcouru par le courant i_F (Figure A 10). Avec (A 5), on propose une mise en équations classique, temporelle, du circuit d'excitation, puis on introduit l'opérateur de Laplace « s » afin de poser la fonction de transfert qui caractérise le bloc. Avec cette nouvelle écriture, on fait apparaître le gain statique (K_F) et la constante de temps (τ_F) du système du premier ordre qui caractérise le circuit d'excitation. Ainsi, et avant de donner le schéma complet du système au format REM, on montre la structure sous forme de schémas blocs, sous-jacente au bloc REM, de ce genre de bloc d'accumulation caractérisé par une fonction de transfert du premier ordre (Figure A 11).
-

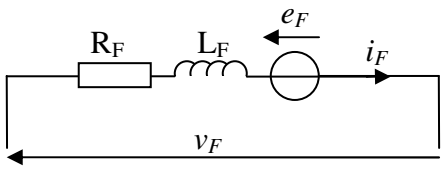


Figure A 10 : *Schéma équivalent du circuit d'excitation*

$$v_F = \mathrm{R_F}\, i_F + \mathrm{L_F}\frac{d\, i_F}{dt} + e_F$$
$$\Leftrightarrow i_F = (v_F - e_F)\left[\frac{1/\mathrm{R}_F}{1+(\mathrm{L}_F/\mathrm{R}_F)s}\right] = (v_F - e_F)\left[\frac{\mathrm{K}_F}{1+\tau_F\, s}\right] \qquad \textbf{(A 5)}$$

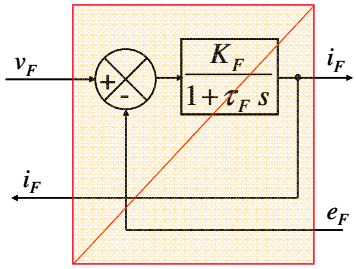


Figure A 11 : *Représentation du circuit d'excitation aux formats REM et schémas bloc*

- Enfin, on trouve en bout de chaine énergétique la deuxième source d'énergie, afin de modéliser la connexion mécanique du système avec l'extérieur. Dans le modèle que nous proposons, l'entrée de cette source est le couple électromagnétique *T,* imposé par la machine électrique, et la sortie de réaction associée est la vitesse de rotation *Ω,* imposée par cette source. La représentation duale de la source mécanique serait celle pour laquelle la source impose le couple résistant. Il faudrait dans ce cas que la machine électrique impose la vitesse de rotation. Un nouveau bloc d'accumulation d'énergie serait dans ce cas ajouté à la chaine énergétique pour faire apparaître le principe fondamental de la dynamique.

Le système complet est représenté par la Figure A 12. On rappelle que cette représentation est donnée dans la base naturelle de la machine. Celle-ci est insuffisante pour trouver simplement des structures de commande par inversion de la chaine énergétique. Cependant, elle permet de comprendre les différents blocs REM utilisés dans ce mémoire.

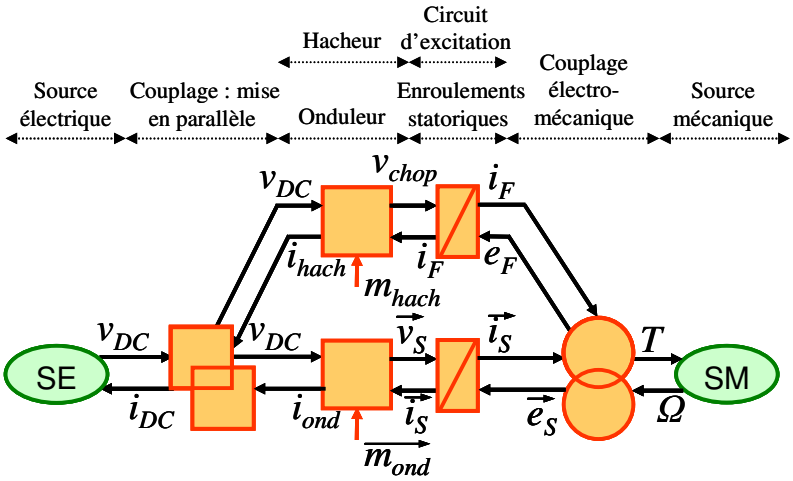


Figure A 12 : *Représentation dans la base naturelle de la machine synchrone polyphasée à excitation séparée par le formalisme REM*

A3 : Prototypage virtuel, pour l'analyse et la caractérisation de la machine 7-phases par le logiciel *Code_Carmel*

L'outil utilisé dans ces travaux pour la modélisation numérique de la machine à griffes 7-phases est un logiciel développé par le L2EP : le logiciel *Code_Carmel*. Cette annexe a pour objectif de décrire ce logiciel et d'apprécier les limites actuelles de ce genre d'outil pour le prototypage virtuel du système alterno-démarreur étudié.

Donnons tout d'abord les objectifs visés, dans notre cas, par une telle démarche de prototypage virtuel :

- Aider l'analyse de la machine, par l'étude qualitative du comportement électromagnétique de la structure.
- Caractériser le système électriquement, pour donner une valeur précise des paramètres qui apparaissent dans les modèles de commande que nous avons définis.

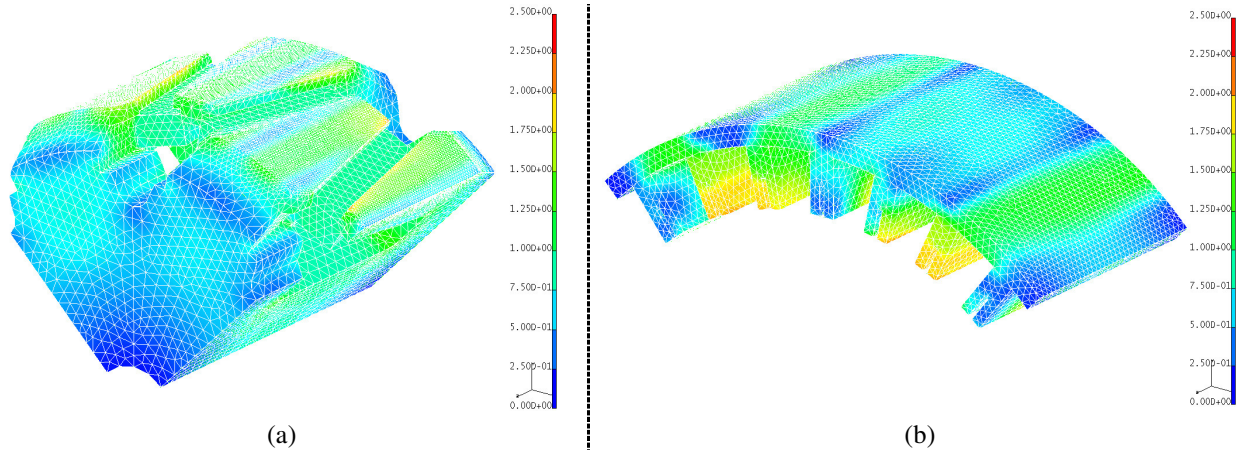
Dans le cas idéal, la modélisation numérique vise à l'obtention d'un prototype virtuel complet, qui permet de se passer complètement d'un prototype expérimental. L'avantage dans ce cas est évident, en termes de temps et de coût de développement d'un nouveau système. Avec le système qu'on étudie, on s'éloigne d'autant plus de ce cas idéal que les phénomènes physiques sur lesquels repose le fonctionnement de la machine et de son alimentation sont complexe. Dans le premier chapitre, nous avons mentionné les difficultés liées à la modélisation de ce genre de machine à griffes. La littérature est d'ailleurs assez riche d'exemples qui mentionnent ces difficultés [45]-[46], [101]-[103]. Décrivons maintenant l'outil de modélisation qu'on utilise et donnons en les limites :

Le code de calculs utilisé pour l'élaboration du prototype virtuel de l'alterno-démarreur 7-phases est *Code_Carmel*, développé au L2EP. Ce logiciel permet de modéliser des systèmes électromagnétiques en trois dimensions. Il utilise les formulations en potentiels [104]-[105] pour la résolution du système d'équations aux dérivées partielles défini par Maxwell (formulations en potentiel vecteur magnétique ou potentiel scalaire). Dans le cas qui nous intéresse, l'idéal eut été de résoudre le problème en utilisant les formulations définies par le Problème de la magnétodynamique, pour prendre en compte les effets des courants induits. Cependant, les moyens de calculs actuels, pour ce genre de problème complexe, nous limitent au Problème de la magnétostatique. On ne prendra donc pas en compte l'effet des courants induits, ce qui donne une première limitation sur la précision du modèle numérique. La seule formulation accessible[31] dans notre cas est la formulation en potentiel scalaire. La saturation des matériaux magnétiques peut être prise en compte par une courbe moyenne de la loi constitutive des matériaux ; sauf pour les aimants permanents, dont la loi est nécessairement supposée linéaire. Le phénomène d'hystérésis magnétique n'est pas modélisé. Pour limiter la taille du maillage, les éléments de géométrie d'une dimension de l'ordre du centième du diamètre d'alésage de la machine ne sont pas pris en compte. Le stator est donc considéré massif et l'effet de rainurage des griffes rotoriques (Figure 10) ne sera pas pris en compte. Enfin, le code n'intègre pas de fonctionnalités de couplage avec un logiciel de circuits. On ne se focalise donc que sur la machine électrique, sans prendre en compte les effets, certes du second ordre,

[31] A cause de la technique de maillage employée.

que peuvent avoir l'alimentation et le câblage de la machine sur la valeur des paramètres électriques du système alterno-démarreur complet. En résumé, la définition du prototype virtuel de l'alterno-démarreur étudié est nécessairement limitée par les fonctionnalités qu'intègre le logiciel utilisé. Même si les limites actuelles des logiciels de modélisation numériques sont sans comparaison plus larges que celles des outils disponibles il y a encore une petite décennie, il en subsiste toujours aujourd'hui

Dans ce mémoire, le maillage utilisé pour la modélisation numérique de la machine à griffes est un maillage de 430 000 éléments tétraédriques (environ). Il s'appuie sur le dessin d'un quart de la structure, pour permettre la prise en compte des 7 phases de la machine. La Figure A 13 donne une vue du maillage utilisé au rotor (a) et au stator (b). La carte de champ représentée par cette figure est tirée d'un calcul de force électromotrice à vide pour un courant d'excitation de 5 A. Sur la partie rotorique, on remarque la présence des aimants interpolaires, qui participent aussi à l'excitation de la machine. L'échelle de l'induction magnétique est identique pour les deux vues (a) et (b), avec une valeur maximale de 2,5 T pour les zones les plus saturées.



(a) (b)

Figure A 13 : *Carte d'induction magnétique, à vide, pour un courant d'excitation de 5A, vue du rotor (a) et du stator (b)*

A4 : Caractérisation des paramètres du modèle de commande de l'alterno-démarreur 7-phases défini dans le référentiel naturel de la machine

A4. 1. Caractérisation des forces électromotrices

Pour caractériser complètement les modèles que nous avons définis, on cherche aussi à caractériser les forces électromotrices de la machine. Celles-ci sont considérées comme des perturbations dans le modèle électrique, du point de vue de l'asservissement des courants. Ces forces électromotrices évoluent en fonction de l'alimentation de la machine, et il faut donc en principe les caractériser à vide, mais aussi en charge.

La caractérisation des fem à vide ne pose pas de problème particulier. Expérimentalement, il est même relativement rapide et simple d'obtenir une cartographie complète des tensions à vide en fonction du courant d'excitation et de la vitesse de la machine électrique (Figure A 14, Figure A 15). Dans ce mémoire, les estimations de fem à vide utilisées pour les modèles de commande du système alterno-démarreur sont issues de ces types de relevés de la Figure A 14 et de la Figure A 15. Ces figures montrent une très faible variation du contenu spectral des fem à vide de la machine, fonction de la vitesse de rotation. En pratique, on utilise donc un ensemble de relevés effectués à 1800 tr/min, qui donnent le module et la phase de chaque harmonique de fem pour différents courants d'excitation. En utilisant le système de contrôle temps réel dSPACE (cf. Annexe-A6), l'estimation des fem du modèle de commande est automatiquement adaptée au niveau du courant d'excitation qu'on impose. Une interpolation linéaire est réalisée sur le module et la phase de chaque harmonique de fem, entre deux points de mesure réalisés à excitation donnée.

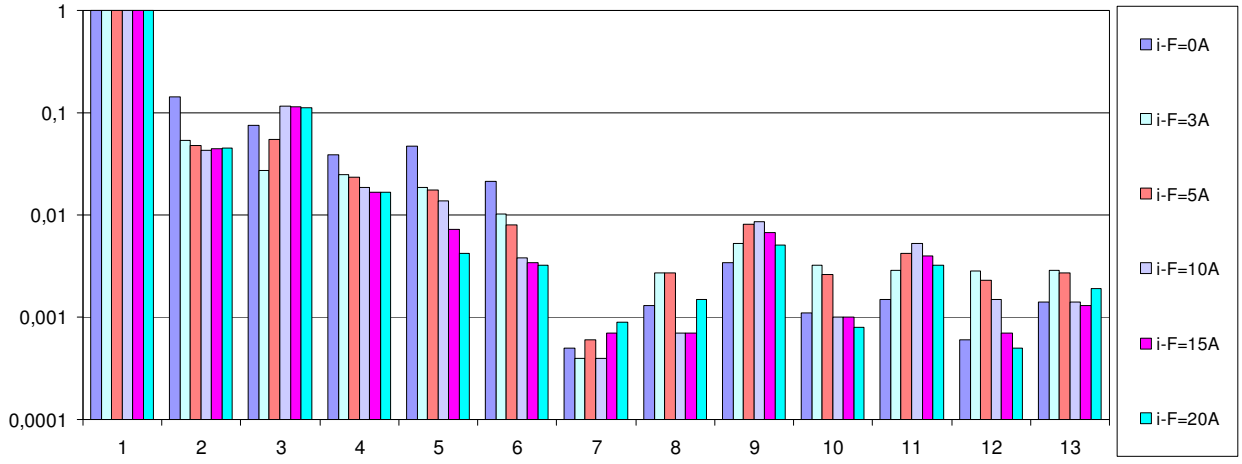


Figure A 14 : *Spectre harmonique de fem à vide (mesures expérimentales) fonction du courant d'excitation, pour N=1800 tr/ min*

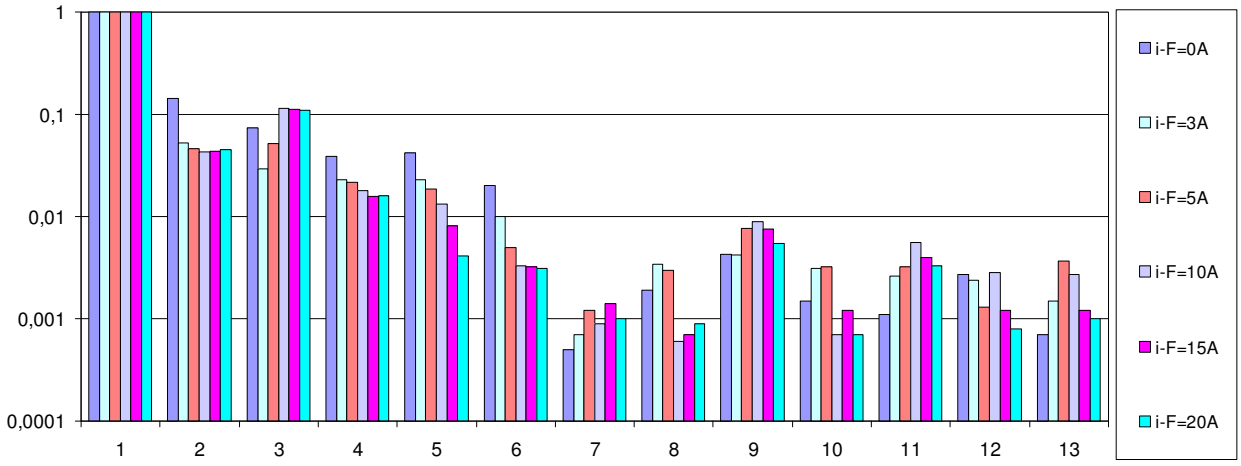


Figure A 15 : *Spectre harmonique de fem à vide (mesures expérimentales) fonction du courant d'excitation, pour N=3000 tr/min*

En charge, l'estimation des fem est plus délicate. Cependant, on dispose d'un outil qui permet de le faire, par simulation numérique, avec *Code_Carmel*. Pour évaluer dans un premier temps la fiabilité du prototype virtuel sur cette question du calcul des forces électromotrices, on commence par travailler à vide, pour quelques points de fonctionnement.

La Figure A 16 donne le résultat de trois relevés de tensions simples (entre phase et neutre) effectués à la même vitesse (N = 1800 tr/min, la vitesse de rotation de la machine au ralenti moteur), pour trois courants d'excitation différents : $i_F = 0\,\text{A}$ $i_F = 5\,\text{A}$ $i_F = 10\,\text{A}$. Avec cette figure, on cherche à évaluer la qualité du prototype virtuel en comparant les trois relevés numériques (courbes bleues désignées par l'abréviation « MEF », pour Méthode des Éléments Finis) à trois relevés expérimentaux effectués dans les mêmes conditions (courbes roses désignées par « Expérimental »). En vis-à-vis des relevés temporels, on donne les spectres harmoniques associés (spectres en amplitude). Plusieurs points de conclusion peuvent être tirés à partir de cette première figure :

- Tout d'abord, notons que la forme globale des relevés numériques est en accord avec les relevés expérimentaux. « Au premier ordre » (en ne considérant que le premier harmonique), on assumera donc que le prototype virtuel est suffisant pour prévoir des caractéristiques « principales » de la machine électrique, telle la caractéristique tension efficace fonction du courant d'excitation (Figure A 17). On notera que ce genre de caractéristique, calculée numériquement, est d'autant plus valable que le courant d'excitation est élevé. La Figure A 18 montre en effet que l'erreur relative de cette caractéristique, rapportée aux mesures expérimentales, est relativement élevée (de l'ordre de 40 %) pour les valeurs de courant d'excitation les plus faibles ; c'est-à-dire lorsque l'effet des aimants permanents est prédominant sur l'excitation de la structure de la machine. On peut donc supposer que la prise en compte des aimants permanents dans le logiciel de modélisation, en ne considérant par exemple qu'une simple loi de comportement magnétique linéaire pour les aimants, s'appuie sur un modèle insuffisant pour ce genre d'application. Ce genre d'erreur peut aussi être expliqué par une incertitude trop importante sur la loi de comportement des matériaux magnétiques, ou par une combinaison de ces deux explications. Enfin, un dernier élément qui peut expliquer ce genre d'écart à niveau faible d'excitation est l'effet de rainurage des griffes rotoriques (Figure 10), non pris en compte par le dessin de la géométrie sur lequel s'appuie le maillage. La profondeur de ces rainures est en effet assez importante, relativement à l'épaisseur de l'entrefer (quasiment identique). La prise en compte de ce type d'éléments de géométrie impliquerait cependant des

maillages au nombre d'éléments très important, que les moyens de calculs actuels ne peuvent pas prendre en compte en garantissant un temps de calculs raisonnable. Enfin il existe également une incertitude relativement importante sur les caractéristiques de l'aimant (notamment sur les valeurs du champ rémanent), dont l'impact est fort à excitation faible.

- La modélisation des phénomènes « au second ordre » (au-delà du premier harmonique) est, pour ces mêmes raisons, peu précise, quelque soit le niveau d'excitation. Les spectres harmoniques de la Figure A 16 permettent toutefois de juger de la présence, ou pas, de tel ou tel harmonique de force électromotrice, mais ne permettent pas d'en apprécier la proportion avec précision.

Ainsi, vu la relative bonne précision du modèle numérique, au premier ordre, pour les points à excitation élevée, on peut avec ce modèle juger des performances maximales de la machine. Les tracés de fem que nous venons de décrire permettent d'évaluer des performances en mode alternateur. Qu'en est-il du mode moteur de la machine, pour le démarrage du moteur thermique ? Si le code de calculs est en mesure de calculer avec précision les fems de la machine à excitation élevée, l'expression du couple (13) laisse supposer qu'on est aussi en mesure de prévoir avec précision le couple de démarrage de la machine. Le courant d'excitation est en effet dans ce cas proche de 20 A. Pour vérifier cela, on donne avec la Figure A 17 les résultats d'un relevé numérique de couple, pour 64 positions du rotor sur une période électrique. Les courants statoriques sont imposés virtuellement pour cet essai, tels qu'ils reproduisent un état d'alimentation caractéristique d'une alimentation en pleine onde de la machine. Ce mode d'alimentation a été testé au préalable expérimentalement et fournit la valeur maximale de couple $T_{\max-\exp} = 66{,}5\,\mathrm{Nm}$, à vitesse nulle. On cherche avec cet essai à comparer un relevé numérique du couple fonction de la position du rotor, avec la valeur de $T_{\max-\exp}$. La Figure A 19 permet de trouver d'une part la position pour laquelle le couple est maximal pour la configuration d'alimentation imposée numériquement. Ensuite, elle permet de comparer la valeur maximale calculée $T_{\max-\mathrm{num}} = 62\,\mathrm{Nm}$ à la valeur expérimentale de référence. Ce calcul montre une erreur de 7 % environ entre le relevé expérimental et le calcul numérique. Cette erreur est en accord avec celle de 5 % environ, sur le calcul de fem efficace pour les points donnés à excitation élevée (Figure A 18). On jugera cette précision acceptable, mais on retiendra qu'elle n'est valable qu'au premier ordre, pour des valeurs d'excitation élevées. On considèrera donc ce prototype virtuel, utilisable pour prévoir les performances maximales de l'alterno-démarreur, en alternateur ou en moteur, mais pas pour une caractérisation fine du contenu spectral des forces électromotrices.

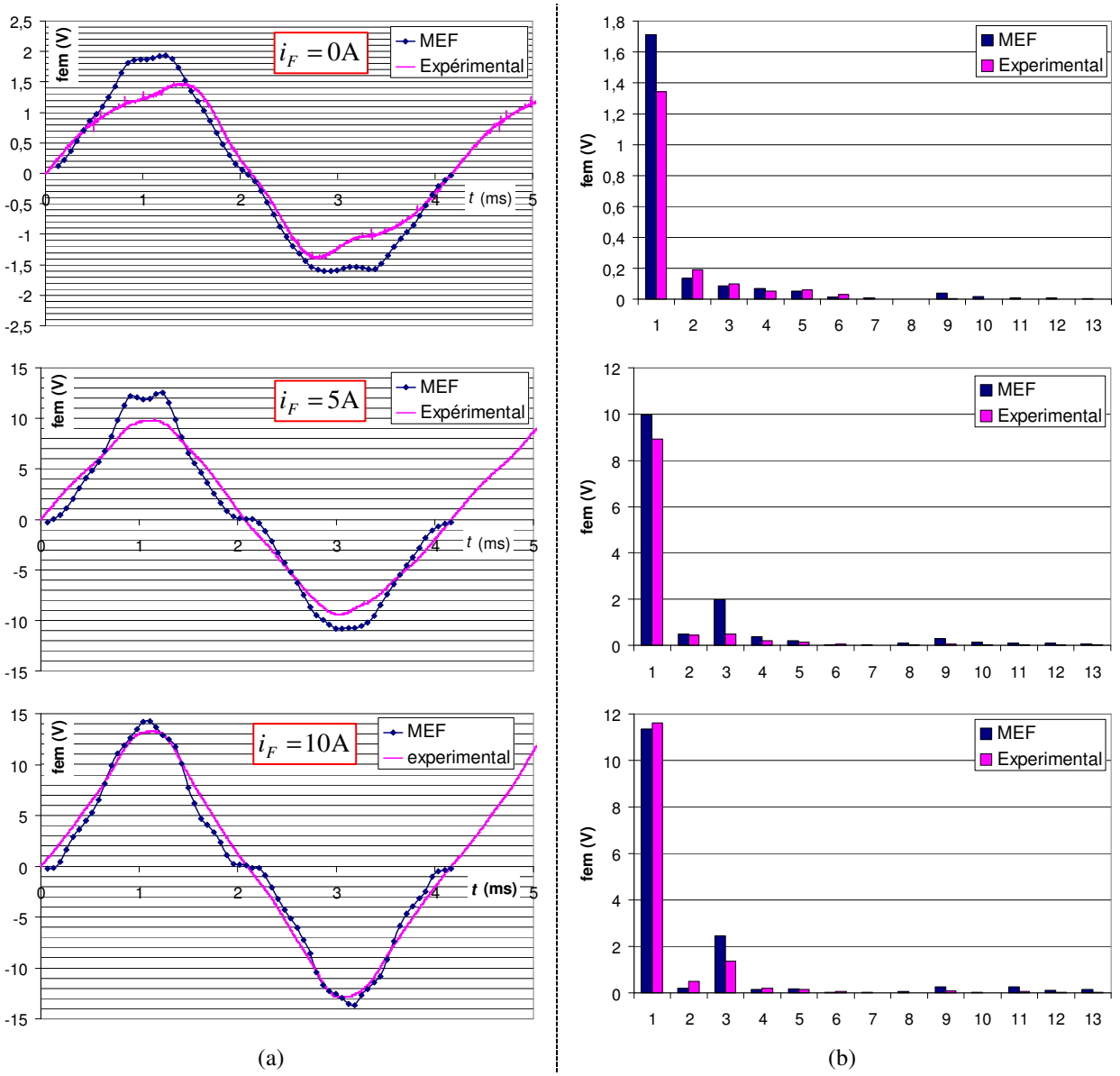


Figure A 16 : *Relevés de fem à vide (N=1800 tr/min) pour trois valeurs du courant d'excitation (a) et spectres harmoniques associés (b) : comparaison prototype virtuel / prototype expérimental*

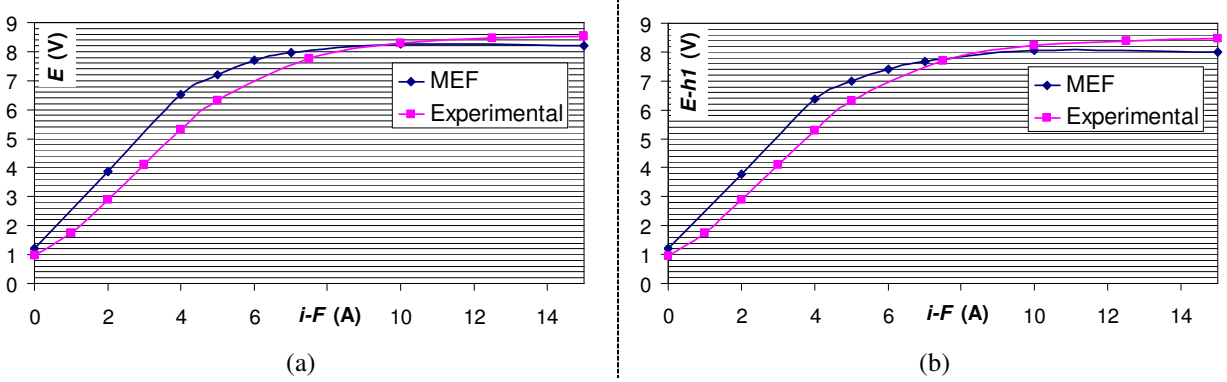


Figure A 17 : *Valeur efficace de la fem à vide (N=1800 tr/min) fonction du courant d'excitation, pour le spectre harmonique complet (a) et premier harmonique seul (b) : comparaison prototype virtuel / prototype expérimental*

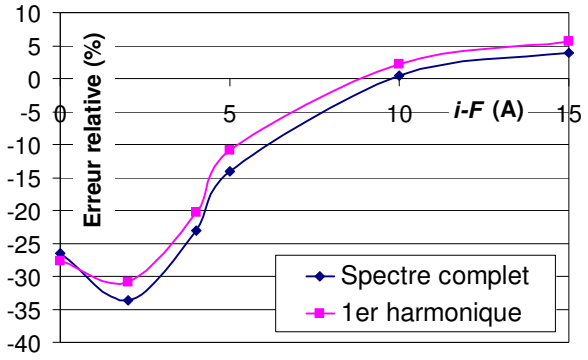


Figure A 18 : *Erreur relative sur la valeur efficace de la fem à vide fonction du courant d'excitation, du prototype virtuel rapportée aux mesures expérimentales*

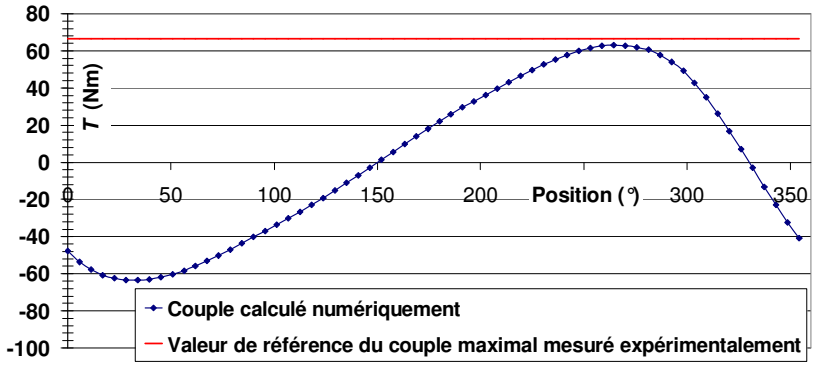


Figure A 19 : *Couple calculé numériquement fonction de la position du rotor et comparaison avec une valeur expérimentale de référence, du couple maximal obtenu pour une commande pleine onde de la machine*

A4. 2. Caractérisation des constantes de temps

Pour déterminer les constantes de temps dans le référentiel naturel de la machine, nous avons besoin de la valeur de la résistance statorique R_S, puis de la valeur des termes de la matrice des inductances statoriques (5). C'est ce que nous cherchons à déterminer dans cette partie. Pour les inductances, on se limitera à des mesures d'inductances propres.

Mesure de la résistance électrique de phase

Un premier moyen très simple pour estimer la valeur de la résistance R_S consiste à utiliser les caractéristiques géométriques du bobinage statorique. Ainsi, connaissant la longueur totale et la section d'un fil de cuivre qui compose l'ensemble d'une phase, on obtient une première valeur pour $R_S = 7{,}6$ mΩ. Cette valeur ne prend pas en compte les découpes de ce fil de cuivre pour l'assemblage des quatre bobines qui composent l'ensemble de la phase. On vérifie cette prédétermination par une première approche expérimentale, en utilisant un analyseur d'impédance. Cet appareil permet de tracer la forme d'une impédance dans un spectre de fréquence donné, en excitant le circuit à caractériser par des signaux de faible puissance. La Figure A 20 donne la caractéristique de la résistance fonction de la fréquence,

entre 40 Hz et 1500 Hz. La moyenne sur les sept phases pour les fréquences comprises entre 40 Hz et 500 Hz est de 7,6 mΩ, soit exactement la valeur prédéterminée analytiquement.

Cette approche n'est cependant pas suffisante. Elle permet tout juste d'obtenir l'ordre de grandeur de la résistance R_S. En effet, vu la faible valeur qu'on vient de déterminer (quelques mΩ), on peut légitimement conclure que toutes les résistances parasites du même ordre de grandeur, habituellement négligées (résistances des connexions électriques et résistances des interrupteurs de puissance), doivent être prises en compte pour ce genre d'application basse tension. Il faut donc caractériser l'alterno-démarreur dans son ensemble {machine, onduleur de tension}, et l'analyseur d'impédance n'est donc pas un moyen acceptable pour effectuer ce genre de mesures.

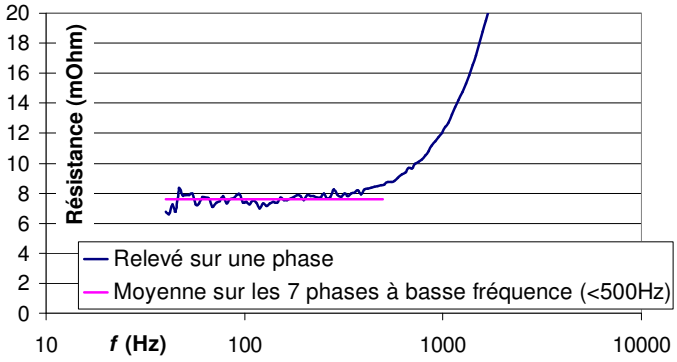


Figure A 20 : *Mesure de la résistance d'une phase par un analyseur d'impédance*

On propose donc une méthode expérimentale simple, qui permet de prendre en compte toutes les résistances parasites pour la mesure de résistance de la phase complète. Cette méthode consiste à fermer tour à tout chaque bras de l'onduleur[32] en laissant les six autres ouverts. La résistance vue par la source est dans ce cas équivalente à la résistance d'une phase R_S mise en série avec $R_S/6$. La mesure du courant sur la phase considérée permet de proposer facilement la valeur de R_S. Deux mesures successives à chaud sur chaque phase permettent de montrer une faible dispersion des mesures (écart type de 0,2 mΩ) autour d'une moyenne globale, établie sur un total de 14 mesures, de $R_S = 14{,}8\ \text{m}\Omega$. On note l'écart important de cette valeur par rapport à la première mesure à l'analyseur d'impédance (95% d'écart), et on justifie donc la nécessité de ce genre d'approche pour cette application basse tension. Cependant, on peut aussi émettre une réserve sur cette mesure, quant-à la précision de la mesure de tension par exemple. Celle-ci est en effet nécessairement très faible ($v_{DC} = 1$ V pour cet essai) pour que les courants ne soient pas trop importants et ne détruisent les interrupteurs de puissance pendant le temps que dure la mesure. Nous chercherons donc à confronter cette valeur à d'autres relevés, qui utilisent d'autres méthodes moins sensibles à la mesure de tension.

Mesure des inductances propres

Beaucoup de méthodes peuvent être mises en œuvre pour l'identification des termes de la matrice des inductances statoriques (5) [106]-[113]. On se focalise pour le moment à l'identification des termes de la

[32] « Fermer un bras » signifie fermer l'interrupteur du haut de ce bras ; voir le schéma de la Figure 5. La commande des interrupteurs haut et bas de chaque bras est toujours complémentée, sauf dans certains cas bien particuliers pour lesquels ce genre d'exception est précisé.

diagonale de cette matrice. Pour en connaître l'ordre de grandeur, on propose avec la Figure A 21 un premier relevé, d'une mesure de l'inductance propre d'une phase fonction de la fréquence, sur une plage s'étendant de 40 Hz à 100 kHz. Ce relevé est effectué sans rotor, avec l'analyseur d'impédance qui a précédemment été utilisé pour donner une première valeur de R_S. Ce type de relevé est très insuffisant et ne permet que d'apprécier tout juste l'ordre de grandeur de ce que l'on recherche : quelques dizaines de micro-Henrys. Vu la faible valeur de cette inductance, là encore, on peut estimer qu'une mesure, pour être correcte, devra prendre en compte le système alterno-démarreur complet, pour tenir compte d'éventuelles inductances parasites. En outre, cette mesure sans rotor, c'est-à-dire sans le circuit magnétique complet, est parfaitement illégitime pour une identification précise des paramètres électriques de la machine.

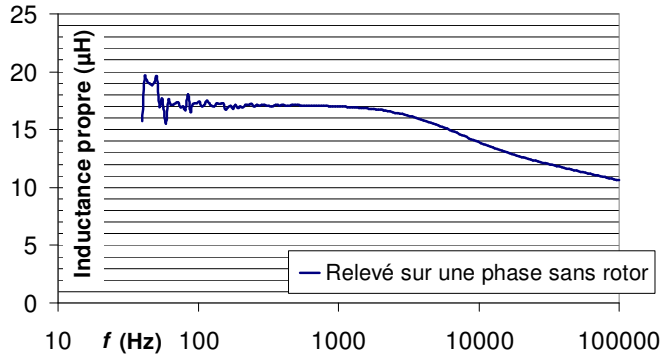


Figure A 21 : *Mesure de l'inductance propre d'une phase par un analyseur d'impédance*

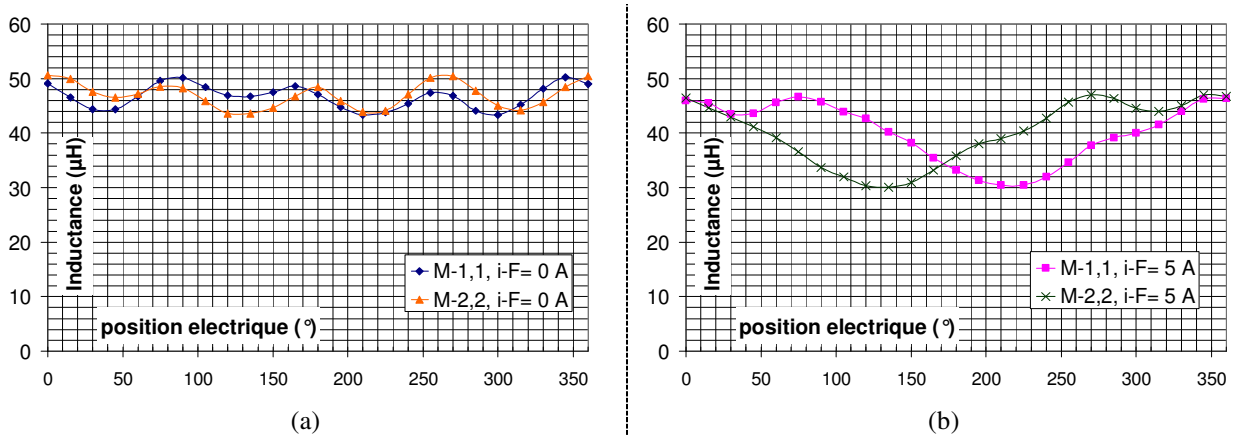
Pour connaitre les inductances propres caractéristiques de l'alterno-démarreur 7-phases étudié, on propose donc la mise en œuvre conjointe de plusieurs méthodes, qui permettent de confronter plusieurs résultats. Nous verrons au fur et à mesure de cette démarche quels sont les avantages et difficultés liés à chaque type de mesure, pour une identification complète des paramètres électriques du modèle de commande exprimé dans le référentiel naturel.

Pour la mesure de l'inductance propre de phase, une première méthode expérimentale simple consiste à relier le neutre de la machine (neutre de l'étoile) au neutre de l'onduleur. De cette façon, on peut exciter chaque phase une à une, par une alimentation en créneaux imposée par l'onduleur. La réponse du courant de phase à ce type d'échelon de tension permet de facilement relever un gain statique et une constante de temps en boucle ouverte. Le gain statique en régime permanent permet d'en déduire une valeur de résistance. A noter que la liaison du neutre de la machine au neutre de l'onduleur rajoute une résistance parasite, non représentative du système en état normal de fonctionnement. Ainsi, sur une moyenne, à chaud, entre toutes les phases, on relève ici une résistance de phase de 33,6 mΩ, soit une valeur relativement éloignée de $R_S = 14{,}8\,\text{m}\Omega$, obtenu précédemment lorsqu'on n'utilise pas de connexion entre les neutres de la machine et de l'onduleur. C'est cette nouvelle valeur de résistance qu'on utilise pour cet essai, pour le calcul de l'inductance propre de phase. Ensuite, la mesure de la constante de temps « τ » est tout à fait classique pour ce type de réponse d'un système du premier ordre à un échelon. De ce relevé, associé à la valeur de la résistance de phase, on en déduit facilement l'inductance propre $M_{l,l} = \tau R_S$. Cette mesure est effectuée pour 24 positions du rotor sur une période électrique, à plusieurs courants d'excitation. Pour éviter des courants trop importants, la tension du bus continu est réduite à $v_{DC} = 1\text{V}$. La Figure A 22 donne le résultat de ces relevés, pour les phases 1 et 2 (les autres résultats ne sont pas

présentés), pour deux courants d'excitations : i_F = 0 A (Figure A 22-(a)) et i_F = 5 A (Figure A 22-(b)). Avec cette figure, on remarque :

- Les mesures sont faites ici avec le rotor. La réluctance du circuit magnétique, du point de vue d'une bobine statorique, est donc plus faible et les valeurs d'inductances sont donc plus élevées que celles données pour le relevé de la Figure A 21, obtenu avec l'analyseur d'impédance. Cependant, l'ordre de grandeur est préservé : quelques dizaines de micro-Henrys.
- On remarque aussi la variation de la valeur d'inductance fonction de la position du rotor.
- On note également la variation avec la valeur du courant d'excitation, c'est-à-dire avec l'état magnétique de la machine.
- Enfin, on vérifie la régularité de construction des bobinages par l'allure identique des courbes relatives aux phases 1 et 2 (à excitation donnée). A noter que la démarche expérimentale utilisée ici ne permet pas d'avoir la même position initiale au début de chaque relevé, et on ne dispose donc ici d'aucune information sur le déphasage des relevés d'inductance entre les deux phases 1 et 2.

L'écriture de la matrice (5) semble donc cohérente. Elle permet bien d'une certaine façon, de rendre compte de l'évolution du modèle, avec la position du rotor, et avec l'état magnétique de la machine fixé par le niveau des courants (de phase et d'excitation).



(a) (b)

Figure A 22 : *Relevé expérimental des inductances propres des phases 1 et 2, fonction de la position électrique, pour deux courants d'excitation i_F = 0 A (a) et i_F = 5 A (b)*

Plusieurs critiques majeures peuvent êtres faites, relativement à ces mesures. Tout d'abord, vu l'incertitude sur la mesure de résistance, vues les incertitudes sur les mesures de tension, ces relevés ne garantissent pas l'exactitude du résultat. Ensuite, ces courbes sont potentiellement très éloignées des courbes caractéristiques d'un fonctionnement normal de la machine, à puissance beaucoup plus élevée. Enfin, l'obtention d'une cartographie complète des inductances de la machine par ce type de méthodologie, en travaillant phase par phase, courant par courant, position par position, est un travail très long. Dans la mesure où, de plus, il ne garantit pas la précision des résultats, on décide de ne pas poursuivre ce type de méthodologie pour une identification complète de la machine.

A5 : Développement du calcul des inductances de la machine 7-phases, avec prise en compte des effets de perméance variable

Dans cette annexe, on donne le développement de (32), pour le calcul des inductances statoriques exprimées dans le référentiel naturel de la machine, lorsqu'on prend en compte des effets de perméance variable.

Dans (32) et (33), on introduit α comme variable d'intégration. Pour calculer la valeur d'inductance à la position θ_m, on cherche donc à intégrer les termes $P(\theta_m,\alpha)K_t'(\alpha)K_m'(\alpha)$, $P(\theta_m,\alpha)K_t'(\alpha)$, $P(\theta_m,\alpha)K_m'(\alpha)$ et $P(\theta_m,\alpha)$ sur une période mécanique. Pour simplifier ces calculs, on propose de considérer la fonction $P(\theta_m,\alpha)$ harmonique par harmonique. On écrira alors cette fonction sous la forme suivante :

$$P(\theta_m,\alpha) = P_0 + \gamma P_0 \cos\left(h\left(\alpha - \theta_m + \theta_{m0}\right)\right) \qquad \textbf{(A 6)}$$

Dans (A 6), $P_0 = \mu_0/e_{eq}$ avec e_{eq} l'entrefer moyen, et h est le rang de l'harmonique mécanique considéré de la fonction de perméance. θ_{m0} est la position initiale de l'inducteur. Vu la forme des fonctions $P(\theta_m,\alpha)$, $K_t'(\alpha)$ et $K_m'(\alpha)$, remarquons que :

- $\langle P(\theta_m,\alpha)\rangle = P_0$
- $\langle P(\theta_m,\alpha)K_t'(\alpha)K_m'(\alpha)\rangle = 0$ si $m \neq t$. En effet, le produit des fonctions « portes » $K_t'(\alpha)$ et $K_m'(\alpha)$ est nul sauf si m = t. Ce terme sera donc non nul uniquement dans la détermination des inductances propres. Ainsi, relativement à ce terme présent dans (32), on calculera uniquement $\langle P(\theta_m,\alpha)(K_t'(\alpha))^2\rangle$.

Dans ces conditions, on calcule tour à tour les différents termes qui permettent de reconstruire l'expression (32). Ainsi, on calcule tout d'abord la moyenne sur une période mécanique de $P(\theta_m,\alpha)K_t'(\alpha)$, pour la phase t. Vu la Figure 14, on a :

$$\langle P(\theta_m,\alpha)K_t'(\alpha)\rangle = \frac{1}{2\pi}\int_{-\pi}^{\pi} P(\theta_m,\alpha)K_t'(\alpha)d\alpha =$$

$$\frac{1}{2\pi}\left[\begin{array}{l}\displaystyle\int_{-3\times\frac{2\pi}{p}-\frac{\Delta}{2}-(t,m-1)\delta_{Ph}}^{-3\times\frac{2\pi}{p}+\frac{\Delta}{2}-(t,m-1)\delta_{Ph}} P(\theta_m,\alpha)K_t'(\alpha)d\alpha + \int_{-\frac{2\pi}{p}-\frac{\Delta}{2}-(t,m-1)\delta_{Ph}}^{-\frac{2\pi}{p}+\frac{\Delta}{2}-(t,m-1)\delta_{Ph}} P(\theta_m,\alpha)K_t'(\alpha)d\alpha \\ \displaystyle+\int_{\frac{2\pi}{p}-\frac{\Delta}{2}-(t,m-1)\delta_{Ph}}^{\frac{2\pi}{p}+\frac{\Delta}{2}-(t,m-1)\delta_{Ph}} P(\theta_m,\alpha)K_t'(\alpha)d\alpha + \int_{3\times\frac{2\pi}{p}-\frac{\Delta}{2}-(t,m-1)\delta_{Ph}}^{3\times\frac{2\pi}{p}+\frac{\Delta}{2}-(t,m-1)\delta_{Ph}} P(\theta_m,\alpha)K_t'(\alpha)d\alpha\end{array}\right] \qquad \textbf{(A 7)}$$

En tenant compte du fait que $K'(\alpha)$ est constante par morceaux, le développement de (A 7) aboutit au résultat suivant :

$$\left\langle \mathrm{P}(\theta_m,\alpha)\mathrm{K}_{\mathrm{t}}^{'}(\alpha)\right\rangle = \frac{1}{2\pi}\left[\begin{array}{l}\left[\mathrm{P_0N_S}\alpha+\frac{\gamma\mathrm{P_0N_S}}{h}\sin\left(h\left(\alpha-\theta_m+\theta_{m0}\right)\right)\right]_{-3\times\frac{2\pi}{\mathrm{p}}-\frac{\Delta}{2}-(t-1)\delta_{Ph}}^{-3\times\frac{2\pi}{\mathrm{p}}+\frac{\Delta}{2}-(t-1)\delta_{Ph}} \\ +\left[\mathrm{P_0N_S}\alpha+\frac{\gamma\mathrm{P_0N_S}}{h}\sin\left(h\left(\alpha-\theta_m+\theta_{m0}\right)\right)\right]_{-\frac{2\pi}{\mathrm{p}}-\frac{\Delta}{2}-(t-1)\delta_{Ph}}^{-\frac{2\pi}{\mathrm{p}}+\frac{\Delta}{2}-(t-1)\delta_{Ph}} \\ +\left[\mathrm{P_0N_S}\alpha+\frac{\gamma\mathrm{P_0N_S}}{h}\sin\left(h\left(\alpha-\theta_m+\theta_{m0}\right)\right)\right]_{\frac{2\pi}{\mathrm{p}}-\frac{\Delta}{2}-(t-1)\delta_{Ph}}^{\frac{2\pi}{\mathrm{p}}+\frac{\Delta}{2}-(t-1)\delta_{Ph}} \\ +\left[\mathrm{P_0N_S}\alpha+\frac{\gamma\mathrm{P_0N_S}}{h}\sin\left(h\left(\alpha-\theta_m+\theta_{m0}\right)\right)\right]_{3\times\frac{2\pi}{\mathrm{p}}-\frac{\Delta}{2}-(t-1)\delta_{Ph}}^{3\times\frac{2\pi}{\mathrm{p}}+\frac{\Delta}{2}-(t-1)\delta_{Ph}}\end{array}\right] \qquad \textbf{(A 8)}$$

Pour simplifier (A 8), on définit quatre termes A, B, C, D tels que :

$$\mathrm{A}=\frac{2\pi}{\mathrm{p}}\ ;\ \mathrm{B}=\frac{\Delta}{2}\ ;\ \mathrm{C}=(t-1)\delta_{Ph}\ \text{ et }\ \mathrm{D}=\left(-\theta_m+\theta_{m0}\right)$$

Ensuite, en nommant j la variable complexe, si on se concentre par exemple sur le terme $\left[\mathrm{P_0N_S}\alpha+\frac{\gamma\mathrm{P_0N_S}}{h}\sin\left(h\left(\alpha-\theta_m+\theta_{m0}\right)\right)\right]_{-3\times\frac{2\pi}{\mathrm{p}}-\frac{\Delta}{2}-(t,m-1)\delta_{Ph}}^{-3\times\frac{2\pi}{\mathrm{p}}+\frac{\Delta}{2}-(t,m-1)\delta_{Ph}}$, repris de (A 8), alors on peut écrire :

$$\left[\mathrm{P_0N_S}\alpha+\frac{\gamma\mathrm{P_0N_S}}{h}\sin\left(h\left(\alpha-\theta_m+\theta_{m0}\right)\right)\right]_{\text{-3A-B-C}}^{\text{-3A+B-C}} = 2\mathrm{BP_0N_S}+\frac{\gamma\mathrm{P_0N_S}}{h2j}\left(\begin{array}{l}e^{jh(-3\mathrm{A}+\mathrm{B}-\mathrm{C}+\mathrm{D})}-e^{-jh(-3\mathrm{A}+\mathrm{B}-\mathrm{C}+\mathrm{D})} \\ -e^{jh(-3\mathrm{A}-\mathrm{B}-\mathrm{C}+\mathrm{D})}+e^{-jh(-3\mathrm{A}-\mathrm{B}-\mathrm{C}+\mathrm{D})}\end{array}\right)$$

$$=2\mathrm{BP_0N_S}+\frac{\gamma\mathrm{P_0N_S}}{h2j}\left(\begin{array}{l}e^{jh\mathrm{B}}\left(e^{jh(-3\mathrm{A}-\mathrm{C}+\mathrm{D})}+e^{-jh(-3\mathrm{A}-\mathrm{C}+\mathrm{D})}\right) \\ -e^{-jh\mathrm{B}}\left(e^{jh(-3\mathrm{A}-\mathrm{C}+\mathrm{D})}+e^{-jh(-3\mathrm{A}-\mathrm{C}+\mathrm{D})}\right)\end{array}\right)$$

$$=2\mathrm{BP_0N_S}+\frac{\gamma\mathrm{P_0N_S}}{h}\sin(h\mathrm{B})\left(e^{jh(-3\mathrm{A}-\mathrm{C}+\mathrm{D})}+e^{-jh(-3\mathrm{A}-\mathrm{C}+\mathrm{D})}\right)$$

Si on reprend maintenant l'ensemble de l'expression (A 8), alors on obtient :

$$\int_{-\pi}^{\pi}\mathrm{P}(\theta_m,\alpha)\mathrm{K}_{\mathrm{t}}^{'}(\alpha)d\alpha=\frac{8\mathrm{BP_0N_S}}{2\pi}+\frac{\gamma\mathrm{P_0N_S}}{2\pi h}\sin(h\mathrm{B})\left(\begin{array}{l}\left(e^{jh(-3\mathrm{A}-\mathrm{C}+\mathrm{D})}+e^{-jh(-3\mathrm{A}-\mathrm{C}+\mathrm{D})}\right) \\ +\left(e^{jh(-\mathrm{A}-\mathrm{C}+\mathrm{D})}+e^{-jh(-\mathrm{A}-\mathrm{C}+\mathrm{D})}\right) \\ +\left(e^{jh(\mathrm{A}-\mathrm{C}+\mathrm{D})}+e^{-jh(\mathrm{A}-\mathrm{C}+\mathrm{D})}\right) \\ +\left(e^{jh(3\mathrm{A}-\mathrm{C}+\mathrm{D})}+e^{-jh(3\mathrm{A}-\mathrm{C}+\mathrm{D})}\right)\end{array}\right)$$

$$=\frac{8\mathrm{BP_0N_S}}{2\pi}+\frac{\gamma\mathrm{P_0N_S}}{2\pi h}\sin(h\mathrm{B})\left(\left(e^{jh(-\mathrm{C}+\mathrm{D})}+e^{-jh(-\mathrm{C}+\mathrm{D})}\right)\left(e^{j3h\mathrm{A}}+e^{jh\mathrm{A}}+e^{-jh\mathrm{A}}+e^{-j3h\mathrm{A}}\right)\right)$$

$$=\frac{8\mathrm{BP_0N_S}}{2\pi}+\frac{2\gamma\mathrm{P_0N_S}}{\pi h}\sin(h\mathrm{B})\cos(h(-\mathrm{C}+\mathrm{D}))(\cos(h\mathrm{A})+\cos(3h\mathrm{A}))$$

D'où l'expression finale de $\left\langle \mathrm{P}(\theta_m,\alpha)\mathrm{K}_{\mathrm{t}}^{'}(\alpha)\right\rangle$ suivante :

$$\left\langle \mathrm{P}(\theta_m,\alpha)\mathrm{K}_t^{'}(\alpha)\right\rangle =$$

$$\frac{2\Delta \mathrm{P}_0 \mathrm{N}_S}{\pi}+\frac{2\gamma \mathrm{P}_0 \mathrm{N}_S}{\pi h}\sin\left(h\frac{\Delta}{2}\right)\cos\left(h\left(-\theta_m-(t-1)\delta_{Ph}+\theta_{m0}\right)\right)\left(\cos\left(h\frac{2\pi}{\mathrm{p}}\right)+\cos\left(3h\frac{2\pi}{\mathrm{p}}\right)\right) \qquad \textbf{(A 9)}$$

On calcule de même la moyenne sur une période mécanique de $\mathrm{P}(\theta_m,\alpha)\left(\mathrm{K}_t^{'}(\alpha)\right)^2$:

$$\left\langle \mathrm{P}(\theta_m,\alpha)\left(\mathrm{K}_t^{'}(\alpha)\right)^2\right\rangle =$$

$$\frac{2\Delta \mathrm{P}_0 \mathrm{N}_S^2}{\pi}+\frac{2\gamma \mathrm{P}_0 \mathrm{N}_S^2}{\pi h}\sin\left(h\frac{\Delta}{2}\right)\cos\left(h\left(-\theta_m-(t-1)\delta_{Ph}+\theta_{m0}\right)\right)\left(\cos\left(h\frac{2\pi}{\mathrm{p}}\right)+\cos\left(3h\frac{2\pi}{\mathrm{p}}\right)\right) \qquad \textbf{(A 10)}$$

A6 : Dispositif expérimental

Afin de pouvoir tester les lois de commande de l'alterno-démarreur 7-phases, un dispositif expérimental a été développé au laboratoire L2EP. Cette annexe a été rédigée dans le but de présenter ce banc alterno-démarreur. On souligne également ici les différences entre ce banc expérimental et la version commerciale d'alterno-démarreur polyphasé, dont la production devrait commencer d'ici 2010.

La Figure A 23 propose une vue d'ensemble du dispositif expérimental. Ainsi, on distingue :

- La machine à griffes 7-phases.
- L'onduleur 7-bras qui sert à l'alimentation de la machine d'étude. Cet onduleur est un prototype monté à partir d'un ensemble de trois onduleurs triphasés développés par la société Valeo. La version d'onduleur du produit commercial doit être intégrée à l'arrière de la machine, dans un volume beaucoup plus restreint.
- Une machine industrielle type brushless (synchrone à aimants permanent), pouvant développer un couple maximal de 95 Nm (à faible vitesse) et une vitesse maximale de 7000 tr/min. Cette machine est utilisée pour émuler le comportement du moteur thermique. Vu l'accouplement mécanique direct (sans réducteur), ce moteur industriel fixe la limite en vitesse de l'ensemble à 7000 tr/min. Dans le cadre de l'application réelle, l'alterno-démarreur doit pouvoir atteindre une vitesse de rotation maximale dépassant 18000 tr/min.
- Un capteur de couple, placé sur l'unique arbre mécanique, entre les deux machines électriques.
- Un ensemble de sources et de charge programmables, pour permettre de simuler le comportement de la batterie électrique, tout en assurant des limites protectrices en cas de disfonctionnement des lois de commande testées. Avec les sources programmables, on peut tester plusieurs niveaux de tension. Le niveau de tension maximal fixé par l'ensemble des deux sources est de 40 V, pour un courant maximal dans ce cas de 300 A. En dessous de 20V, le courant maximal est de 900 A.
- Un ensemble de contrôle temps réel dSPACE (système modulaire 1006 : http://www.dspace.fr). Celui-ci permet de tester les différentes lois de commande du système complet (machine 7-phases, machine brushless, sources d'énergie). Le logiciel Matlab Simulink est utilisé pour l'implémentation des lois de commande au sein du système dSPACE.

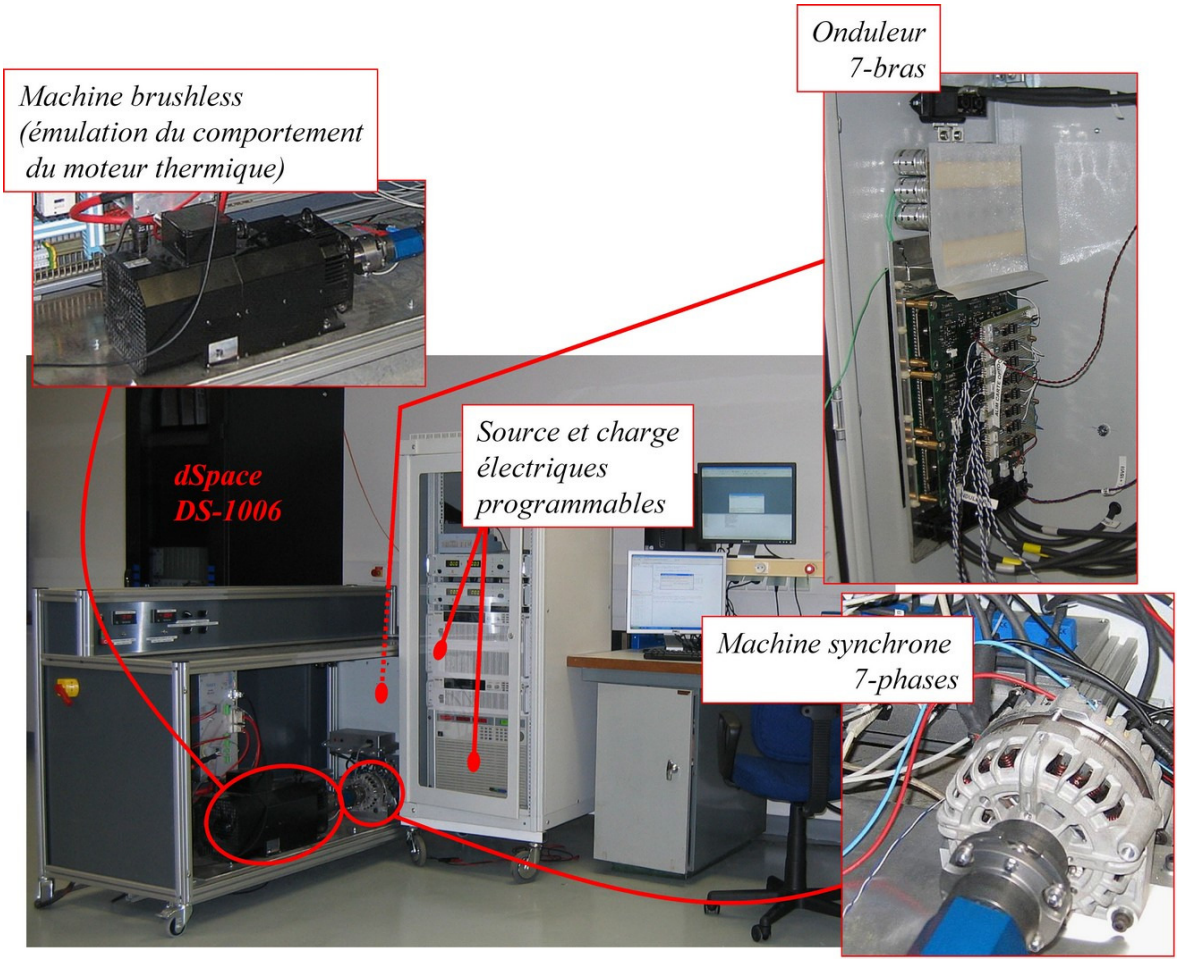


Figure A 23 : *Vue d'ensemble du banc expérimental de l'alterno-démarreur 7-phases*

A7 : Élévation du niveau de tension du bus continu pour la commande MLI

Dans cette annexe, on cherche à montrer pourquoi il est nécessaire d'élever le niveau de tension lorsqu'on utilise une commande MLI avec asservissements des courants, comme celle mise en œuvre dans le troisième chapitre. En effet, dans ce chapitre, nous avons tout d'abord donné les performances d'une commande pleine onde, pour deux points de fonctionnement (un point en fonctionnement moteur, puis un point en alternateur), avec une tension du bus continu v_{DC} = 12 V. En commande MLI, lorsqu'on réalise des asservissements des courants associés aux machines fictives, il faut, pour atteindre des performances équivalentes aux essais réalisés en pleine onde, élever v_{DC} à 20 V (en modes moteur et alternateur).

On reprend le premier essai en mode moteur, décrit dans le troisième chapitre. Pour cet essai, la vitesse de rotation N = 1000 tr/min. Le courant d'excitation i_F = 7,5 A. Lorsqu'on travaille en commande pleine onde 180°, l'essai expérimental permet de relever un couple maximal de 22 Nm (valeur moyenne sur une période mécanique, lorsque l'angle d'amorçage des bras d'onduleur est réglé à une valeur optimale du point de vue du couple). Un essai expérimental pour une commande MLI, comme celle décrite dans le troisième chapitre pour v_{DC} = 12 V, dans des conditions semblables à celles de l'essai en pleine onde, montre une instabilité du système. Il faut alors diminuer la valeur du courant d'excitation pour atteindre des niveaux de courants équivalents aux courants atteints en pleine onde. Dans ce cas, le couple est logiquement fortement réduit. Lorsqu'on augmente v_{DC} à 20 V, alors la commande MLI permet d'atteindre les performances en couple souhaitées (22 Nm pour i_F = 7,5 A). On propose ici de reprendre cet essai et d'étudier en simulation le comportement du système lorsqu'on réalise la commande MLI sous ces deux niveaux de tension du bus continu. On utilise pour cela le modèle du système décrit dans le référentiel de Concordia généralisé. Le logiciel de simulation est le même que celui utilisé dans le troisième chapitre : Matlab Simulink.

Pour cette simulation numérique, on réalise un asservissement des courants des machines fictives. Les références qu'on impose à ces courants correspondent aux courants réels, mesurés expérimentalement lors de l'essai réalisé en pleine onde 180°, et projetés dans le référentiel de Park généralisé. On relève alors le courant de phase pour v_{DC} = 12 V (Figure A 24-(a)), puis pour v_{DC} = 20 V (Figure A 24-(b)). Dans le premier cas (a), l'asservissement ne parvient pas à suivre correctement la consigne, alors qu'il y parvient beaucoup mieux dans le second cas (b). On regarde ensuite la référence de tension simple de la phase 1 (v_1), que recontruit l'asservissement de courant, pour ces deux niveaux du bus continu (Figure A 25). Dans le premier cas (a), on remarque l'instabilité de l'asservissement. Celui-ci qui génère une consigne de plus en plus grande, en dehors des limites du système ($v_{1\text{-}ref}$ en dehors de [$-v_{DC}$ /2 ; $+v_{DC}$ /2]). Dans le second cas (b), l'asservissement est stable, et la valeur de la consigne $v_{1\text{-}ref}$ est correcte. Expérimentalement, le premier cas correspond à une incapacité à contrôler le système, à cause de l'instabilité du système. Le second cas permet d'atteindre les performances souhaitées.

Avec cet essai, on montre donc que les asservissements de courant sont d'autant plus sensibles que le niveau de tension du bus continu est faible. Pour obtenir une marge de fonctionnement suffisante, et atteindre les performances souhaitées, nous avons choisi d'élever ce niveau de tension. Il existe cependant des méthodes, dans le cas triphasé, qui permettent de garantir la stabilité du système, même lorsque les

consignes sortent des limites énergétiques du système. Ainsi, on peut plus facilement exploiter au maximum ces limites. Ici, nous n'avons pas travaillé à l'extension de telles méthodes au cas polyphasé.

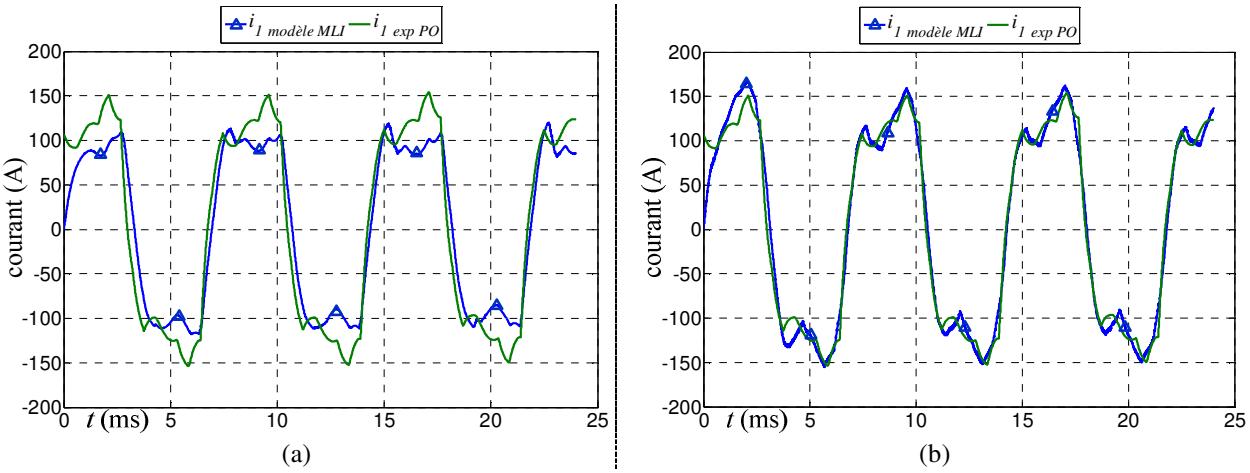


Figure A 24 : *Comparaison du courant de phase simulé avec sa référence, pour v_{DC} = 12 V (a) et v_{DC} = 20 V (b)*

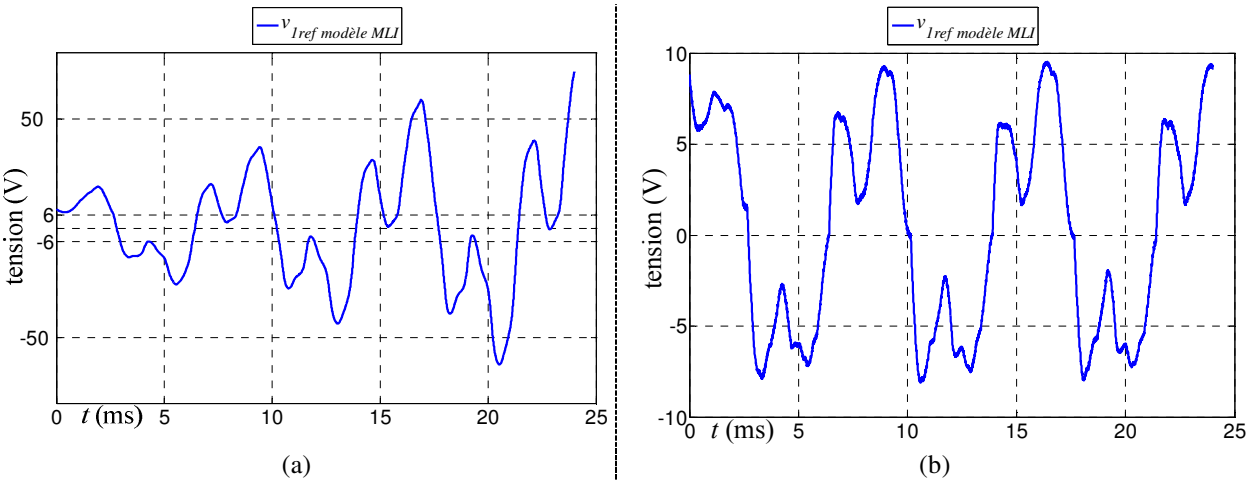


Figure A 25 : *Référence de la tension simple, pour v_{DC} = 12 V (a) et v_{DC} = 20 V (b)*

BIBLIOGRAPHIE

[1] C.C. Chan, "The state of the art of electric, hybrid, and fuel cell vehicles". *Proc. of the IEEE*, Vol. 95, No. 4, pp. 704 - 718, April 2007.

[2] M. Ehsani, Y. Gao, S. E. Gay, A. Emadi, "Modern Electric, Hybrid Electric, and Fuel Cell Vehicles", *CRC PRESS*, 2005, ISBN 0-8493-3154-4.

[3] V. Wouk, "Hybrids: then and now", *IEEE Spectrum*, Vol. 2, No. 7, pp. 16-21, July 1995.

[4] R. Trigui, F. Badin, et al, "Hybrid light duty vehicle evaluation program", *International Journal of Automotive Technology*, vol. 4, no. 2, pp. 65-1-75, June 2003.

[5] I. Boldea, "Starter/Alternator Systems for HEV and Their Control: A Review", *KIEE International Transactions on Electrical Machinery and Energy Conversion Systems*, Vol. 4-B No. 4, pp. 157~169, 2004.

[6] D. Richard, Y. Dubel, "Valeo StARS Technology: A competitive Solution for Hybridization", *Power Conversion Conference, PCC'07 Nagoya, Japan,* pp. 1601-1605, April 2007.

[7] J.M. Dubus, P. Masson, C. Plasse, « Les systèmes Alterno-Démarreurs réversibles Valeo », dossier « les véhicules propres », *Société de l'électricité, de l'électronique et des Technologies de l'Information et de la Communication (SEE)*, n°10/2004.

[8] K. Cogo, J.M. Dubus, C. Plasse, "The Valeo belt driven starter alternator reversible systems", *congrès Alternatives Energétiques dans l'Automobile (AEA)*, Poitiers, France, n°772, pp. 44-49, avril 2004.

[9] C. Plasse, M. Chemin, G. Lacamoire, E. Westerholt, « L'alterno-Démarreur, du Stop & Go au groupe motopropulseur hybride », *Société des Ingénieurs Automobiles*, novembre 2001.

[10] F. Chabour, J. P. Vilain, P. Masson, L. Kobylanski, P. Macret, "Sensorless control of a wound rotor synchronous belt-driven starter-alternator", *EPE'07*, Aalborg (Denmark), 2007.

[11] C.P. Mudannayake, M.F. Rahman, "Sensorless induction machine based integrated starter alternator for the 42 V powernet for automobiles", *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference VPPC2005*, Page(s): 479 – 486, Chicago (USA), Sept. 2005.

[12] C.P. Mudannayake, M.F. Rahman, "An integrated starter alternator for the 42 V PowerNet", *IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems PEDS 2003*, Volume 1, pp. 648 – 653, Nov. 2003.

[13] A. Emadi, R. Javabalan, "42V Integrated Starter/Alternator Systems", *SAE World Congress & Exhibition*, SAE 2003-01-2258, Detroit (USA), June 2003.

[14] J. M. Dubus, A. De Vries, D. Even and J. C. Mipo: "Polyphase stator of a rotating electrical machine with claw-pole rotor and alternator or alternator starter comprising same", French Patent WO 2007/031679 A2, March 2007.

[15] E. Semail, « Outils et méthodologie d'étude des systèmes électriques polyphasés. Généralisation de la méthode des vecteurs d'espace. », thèse de doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille, juin 2000.

[16] F. Scuiller, « Développement d'outils de conception de machines polyphasées à aimants utilisant l'approche multimachine », thèse de doctorat, Ecole Navale, Brest 2006.

[17] F. Locment, « 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, décembre 2006.

[18] X. Kestelyn, « Modélisation vectorielle multimachines pour la commande des ensembles Convertisseur-Machine polyphasés », thèse de doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille, décembre 2003.

[19] D. Vizireanu, X. Kestelyn, S. Brisset, P. Brochet, E. Semail, "Experimental tests on a 9-phase direct drive PM axial-flux synchronous generator", *International Conference on Electrical Machines ICEM2006*, Sept. 2006.

[20] Le dictionnaire de l'environnement, site web (dernière consultation, juillet 2008), http://www.dictionnaire-environnement.com/developpement_durable_dd_ID345.html.

[21] P. Degobert, « Automobile et pollution », éditions Technip, 1992, ISBN : 2-7108-0628-2.

[22] J. Scordia, « Approche systématique de l'optimisation du dimensionnement et de l'élaboration de lois de gestion d'énergie de véhicules hybrides », thèse de doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy 1, novembre 2004.

[23] J. Hansen et al, "GISS analysis of surface temperature change", Journal of Geophysical Research, Volume 104, 1999.

[24] European Environment Agency, "Greenhouse gas emission trends and projections in Europe 2006", EEA report No 9/2006.

[25] U.S. Environmental Protection Agency, "Inventory of U.S. Greenhouse Gas Emissions and Sinks: 1990-2004", April 2006.

[26] J. Andres, D.J. Fielding, G. Marland, T.A. Boden, N. Kumar, A.T. Kearney, "Carbon dioxide emissions from fossil-fuel use, 1751-1950", *Tellus B*, vol. 51 p. 759, September 1999.

[27] J.M. Jancovici, site web (dernière consultation juillet 2008) : http://www.manicore.com/.

[28] Energy Information Administration, "Annual Energy Outlook 2006 with projections to 2030", DOE/EIA-0383(2006), February 2006.

[29] BP Statistical Review of World Energy, site web (dernière consultation juillet 2008), http://www.bp.com/statisticalreview.

[30] J.M. Miller, "Propulsion Systems for Hybrid Vehicles", *Institution of electrical Engineers* (IEE) publication, ISBN: 0-86341-336-6, 2004.

[31] A. Emadi, M. Ehsani, J. M. Miller, "Vehicular Electric Power Systems", *Marcel Dekker*, 2004, ISBN 0-8247-4751-8.

[32] John M. Miller, "Propulsion Systems for Hybrid Vehicles", *Institution of electrical Engineers* (IEE) publication, ISBN: 0-86341-336-6, 2004.

[33] W. Lhomme, « Gestion d'énergie de véhicules électriques hybrides basée sur la Représentation Énergétique Macroscopique », thèse de doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille, novembre 2007.

[34] V. Wouk, "The second century of electric and hybrid vehicles", *IEEE Vehicular Technology Conference*, Vol. 34, pp. 183-190, may 1984.

[35] C. C. Chan, A. Bouscayrol, K. Chen, "Electric, Hybrid and fuel cell vehicles: Architectures, Modeling, Energy management", L2EP Lille and Electronic Engineering-University of Hong-Kong, *internal report*, 2008.

[36] C.C. Chan, A. Bouscayrol, K. Chen, "Philosophy of Engineering and Modelling of Electric Machines Drives ", *International Conference on Electrical Machines and Systems ICEMS'08*, Wuhan (China), October 2008.

[37] K. Chen, A. Bouscayrol, A. Berthon, P. Delarue, D. Hissel, R. Trigui, "Global modeling of different Vehicles Using Energetic Macroscopic Representation", *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference* (*VPPC'08*), Harbin, China, 3-5 September 2008.

[38] A. Bouscayrol, S. Delpat, D. Hissel, R. Trigui, "MEGEVH project: graphical modeling for energy management of hybrid electric vehicles ", *EET'07*, Brussels (Belgium), June 2007.

[39] W. Cai, "Comparison and review of electric machines for integrated starter alternator applications", *IEEE Industry Applications Conference*, Pittsburgh (USA), Vol. 1, pp. 393, 2004.

[40] A. Konieczka, C. Forgez, J.P. Vilain, J.M. Biedinger, L. Sokha, C. PLasse, "Commande optimale d'un alterno-démarreur intégré asynchrone", *revue internationale de genie électrique,* vol. 8, n°3-4, pp. 483-508, 2005.

[41] A. Konieczka , "Optimisation de la mise en oeuvre d'une commande pour un alterno-démarreur intégré", thèse de doctorat, Université de Technologies de Compiègne, 2003.

[42] S. Chen, B. Lequesne, R. Henry, Y. Xue, J. Ronning, "Design and testing of a Belt-Driven Induction Starter-Generator", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 38, N°. 6, 2002.

[43] H. Rehman, X. Xu, N. Liu, G. S. Kahlon, R. Mohan, "Induction motor drive system for the Visteon Integrated Starter-Alternator", *Industrial Electronics Conference*, San Jose, California, USA, Nov. 1999.

[44] A. De Vries, Y. Bonnassieux, M. Gabsi, E. Hoang, F. d'Olivieira, C. Plasse, "A switched reluctance machine for a car starter-alternator", *Electric Machines and Drives Conference*, 2001.

[45] L. Bouarroudj, « Contribution à l'étude de l'alternateur à griffes ; Application au domaine automobile », these de doctorat, Institut national polytechnique de Grenoble, 18 novembre 2005.

[46] L. Albert, « Modélisation et optimisation des alternateurs à griffes. Application au domaine automobile », thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, juillet 2004.

[47] White D. C. and H. H. Woodson, "Electromechanical Energy Conversion", John Wiley and Sons, 1959, chap IX.

[48] E. Levi, R. Bojoi, F. Profumo, H. A. Toliyat, S. Williamson, "Multiphase induction motor drives-A technology status review", *Electric Power Applications, IET*, Vol. 1, No. 4, pp. 489-516, July 2007.

[49] E.E. Ward, H. Härer, “Preliminary investigation of an inverter-fed 5-phase induction motor”, *Proc. of IEE*, Vol. 116(6): 980-984, 1969.

[50] A.C. Smith, S. Williamson, C.G. Hodge, “High Torque Dense Naval Propulsion Motors”, *IEEE International Conference on Electrical Machine and Drive* (*IEMDC’03*), Vol. 3, pp. 1421-1427, USA, June 2003.

[51] S. Williamson, S. Smith, “Pulsating torque and losses in multiphase induction machines”, *IEEE transactions on Industry Applications*, Vol. 39 , n° 4 , pp. 986 – 993, July-Aug. 2003.

[52] S. Williamson, S. Smith, C. Hodge, “Fault tolerance in multiphase propulsion motors”, *Journal of Marine Engineering and Technology*, No. A4, pp. 1-7, 2004.

[53] S. Siala, E. Guette, J. L. Pouliquen, “Multi-inverter PWM control: a new generation drives for cruise ship electric propulsion”, *European Power Electronics Conference, EPE’03*, Toulouse (France), September 2003.

[54] L. Parsa, H.A. Toliyat, “Five-phase permanent magnet motor drives for ship propulsion applications”, *Electric Ship Technologies Symposium,* Vol. *5* pp. 371-378**,** 5-27, Philadelphia, USA, July 2005.

[55] F. Scuiller, J-F Charpentier, E. Semail, S. Clenet, “Comparison of two 5-phase Permanent Magnet machine winding configurations. Application on naval propulsion specifications.”, *International Electric Machines and Drives Conference*, *IEMDC’07*, Vol. 5, Antalya, Turkey, May 2007.

[56] G.J. Atkinson, B.C. Mecrow, A.G. Jack, D.J. Atkinson, P. Sangha, M. Benarous, “The Analysis of Losses in High-Power Fault-Tolerant Machines for Aerospace Applications”, *IEEE Transactions on Industry Applications,* Vol. 42, n° 5, pp.1162 – 1170**,** Sept.-Oct. 2006.

[57] J.W. Bennett, A.G. Jack, B.C. Mecrow, D.J. Atkinson, C. Sewell, G. Mason, “Fault-tolerant control architecture for an electrical actuator”, *IEEE-PESC’04*, vol. 6, pp. 4371-4377, Aachen (Germany), June 2004.

[58] J.W. Bennett, B.C. Mecrow, A.G. Jack, D.J. Atkinson, S. Sheldon, B. Cooper, G. Mason, C. Sewell, D. Cudley, “A prototype electrical actuator for aircraft flaps and slats”, *International Electric Machines and Drives Conference*, *IEMDC’05*, pp.41-47, San Antonio, Texas, USA, 2005.

[59] A.G. Jack, B.C. Mecrow, J.A Haylock, "A Comparative Study of Permanent Magnet and Switched Reluctance Motors for High-Performance Fault-Tolerant Applications", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 32, no. 4, pp. 889-895, July/August 1996.

[60] I. Moir, A. Seabridge, “Aircraft Systems – Mechanical, electrical, and avionics subsystems integration”, third edition, Wiley and Sons Aerospace Series, 2008.

[61] J. Cros, C. Paynot, J. Figueroa, P. Viarouge, “Multi-Star PM brushless DC motor for traction applications”, *European Power Electronics conference, EPE’03*, Toulouse, France, September 2003.

[62] B. Zhang, H. Bai, S. D. Pekarek, W.Eversman, R. Krefta, G. Holbrook, D. Buening, “Comparison of 3-, 5-, and 6-Phase Machines For Automotive Charging Applications”, *International Electric Machines and Drives Conference, IEMDC’03*, Madison, Wisconsin, USA, June 2003.

[63] F. Locment, A. Bruyere, E. Semail, X. Kestelyn, A. Bouscayrol and J. M. Dubus, “Comparison of 3-, 5- and 7-leg Voltage Source Inverters for low voltage applications”, *IEEE International Electric Machines and Drives Conference*, *IEMDC 2007*, Antalya, Turkey, pp. 1234-1239, May 2007.

[64] J. F. Gieras, C. Wang, J. Cho Lai, “Noise of Polyphase Electric Motors”, *Taylor & Francis book, CRC PRESS*, 2006, ISBN 0-8247-2381-3.

[65] S. Brisset, D. Vizireanu, P. Brochet, “Design and optimization of a nine-phase axial-Flux PM synchronous generator with concentrated winding for direct-drive wind turbine”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Volume 44, No. 3, pp. 707 – 715, May-June 2008.

[66] M.A. Shamsi-Nejad, S. Pierfederici, F. Meibody-Tabar, “The study of double-star synchronous machine in normal mode and the control strategy in degraded mode”, *IEEE Industrial Electronics Conference, IECON’06*, pp. 5057-5062, Paris, France, Nov. 2006.

[67] M.F. Benkhoris, N. Tali-Maamar, F. Terrien, “Decoupling algorithm in view of multivariable electrical drives control”, *American Control Conference*, Vol. 6, pp. 4861 - 4866, Anchorage, USA, 2002.

[68] F. Terrien, M.F. Benkhoris, « Commande d’une machine synchrone double étoile, alimentée par onduleurs MLI, modélisation, simulation et prototype expérimental », thèse de doctorat, Université de Nantes, France.

[69] N. Moubayed, F. Meybody-Tabar, B. Davat, "Study and simulation of magnetically coupled multi stator induction machine supplied by independent three phase voltage-source inverters", *Electrimacs’99*, Lisboa, Portugal, pp. 59-64, Sept. 1999.

[70] E.A. Klingshirn, “High phase order induction motors Part I and II”, *IEEE Transaction on Power Apparatus Systems*, vol. PAS –102, pp. 47-59, 1983.

[71] E.A. Klingshirn, "Harmonic filters for six-phase and other multiphases motors on voltage source inverters", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA21, no. 4, pp. 588-594, May-June 1985.

[72] N. Moubayed, F. Meybody-Tabar, B. Davat, « Alimentation par deux onduleurs de tension d’une machine synchrone double-étoile », *Revue Internationale de Genie Electrique*, vol. 1, no. 4, pp. 457-470, 1998.

[73] J.P. Louis et al. « Modélisation des machines électriques en vue de leur commande, concepts généraux », *Hermes Science publications*, 2004, ISBN 2-7462-0916-0.

[74] A. Bouscayrol, X. Guillaud, J. P. Hautier, P. Delarue, "Macromodélisation pour les conversions électromécaniques : application à la commande des machines électriques", *Revue Internationale de Génie Electrique*, Vol. 3, n° 2, pp. 257-282, juin 2000.

[75] A. Boucayrol, A. Bruyere, P. Delarue, B. Lemaire-Semail, F. Giraud, Y. Lemenach, W. Lhomme, F. Locment, “*Teaching drive control using Energetic Macroscopic Representation - initiation level*”, EPE’07, 9-2007

[76] A. Bouscayrol, "Formalismes de représentation et de commande des systèmes électromécaniques multimachines multiconvertisseurs", HDR de l'Université de Sciences et Technologies de Lille, 22 décembre 2003.

[77] 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.

[78] A. Bouscayrol, P. Delarue, "Simplifications of the Maximum Control Structure of a wind energy conversion system with an induction generator", *International Journal of Renewable Energy Engineering*, vol. 4, no. 2, pp. 479-485, August 2002.

[79] P. J. Barrre, A. Bouscayrol, P. Delarue, E. Dumetz, F. Giraud, J. P. Hautier, X. Kestelyn, B. Lemaire-Semail, E. Semail, "Inversion-based control of electromechanical systems using causal graphical descriptions", *IEEE-IECON'06*, Paris, November 2006.

[80] 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 Multi-machine Multi-converter Systems with upstream coupling", *Mathematics and Computers in Simulation*, vol. 63, no. 3-5, pp. 261-270, November 2003.

[81] G. Henneberger, S. Küppers, I. Ramesohi, "Numerical Calculation, Simulation and Design Optimisation of Claw Pole Alternators for Automotive Application", *IEE Colloquium on machines for Automotive Applications,* pp. 3/1-3/5, Nov. 1996.

[82] G. Barakat, A. Foggia, M. Ivanès, A. Masson, R. Periot, « Three Dimensionnal Computation of a Claw-Pole Synchronous Machine Performances », ICEM'94, Vol. 3, pp. 116-121, Sept. 1994.

[83] Y. Tamto, A. Foggia, J.-C. Mipo, L. Kobylanski, "Some methods to evaluate leakage inductances of a claw pole Machine", Advanced Computer Techniques in Applied Electromagnetics, S. Wiak et al. Editions, IOS Press, 2008.

[84] S. Küppers, G. Henneberger, "Numerical Procedures for the Calculation and Design of Automotive Alternators", *IEEE transactions on Magnetics*, vol. 33, No. 2, March 1997.

[85] J-P. Louis et al. « Modèles pour la commande des actionneurs électriques », Traité EGEM, série Génie électrique. *Hermès sciences publications*, Lavoisier 2004, ISBN 2-7462-0917-9.

[86] 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.

[87] R. Husson, « Méthodes de commande des machines électriques », *traité EGEM,* série Génie Electrique, Hermès sciences publications, Lavoisier 2003, ISBN 2-7462-0576-9.

[88] J. Chiasson, "Modeling and High Performance Control of Electric Machines", *Wiley-IEEE Press*, May 2005, ISBN 978-0-471-68449-7.

[89] J. R. Hendershot Jr, The Miller, "Design of brushless permanent-Magnet motors", *Magna Physics Publishing and Clarendon Press-Oxford Science Publication*, 1994, ISBN 1881855031 ; 9781881855033.

[90] E. S. Hamdi, "Design of Small Electrical Machines", *John Wiley & Sons*, 1994, ISBN 0-471-95202-8.

[91] I. Boldea, "Variable Speed Generators", *CRC Press, Taylor & Francis Group*, 2006, ISBN 0-8493-5715-2 ; 978-0-8493-5715-2.

[92] K. C. Chang, “Use of Stator Winding Taps for Flux Sensing in Induction Machines”, Master of Science, Chap. 2, University Wisconsin, 1984.

[93] H. A. Toliyat, T. A. Lipo, J. C. White. “Analysis of a concentrated winding induction machine for adjustable speed drive applications. Part 1 (motor analysis).”, *IEEE Transaction on Energy Conversion*, vol. 6(4), pp. 679-683, Dec. 1991.

[94] H. A. Toliyat, T. A. Lipo, J. C. White. “Analysis of a concentrated winding induction machine for adjustable speed drive applications. Part 2 (motor design and performance).”, *IEEE Transaction on Energy Conversion*, vol. 6(4), pp. 684-692, Dec. 1991.

[95] G. M. Joksimovic, J. Penman, N. Arthur, “Dynamic simulation of dynamic eccentricity in induction machines-winding function approach”, *IEEE Trans. on Energy Conversion*, vol. 15, pp. 143-148, June2000.

[96] H. A. Toliyat, M. S. Arefeen, “A method for dynamic simulation of air-gap eccentricity in induction machines”, *IEEE Trans. on Industrial Applications*, vol. 5, pp. 910-918, July/August 1996.

[97] J. Faiz, I. Tabatabaei, “Extension of winding function theory for nonuniform air gap in electric machinery”, *IEEE Transaction on Magnetics*, vol. 38, No. 6, Nov. 2002.

[98] F. Bernot, « Alternateurs synchrones de grande puissance (partie 1) », *Les Techniques de l’Ingénieur*, traité 301, rubrique 40-10, vol. D6, fiche D3553doc.

[99] N. Bianchi, S. Bolognagni, M. Dai Pre, G. Grezzani, “Design considerations for fractional-slot winding configurations of synchronous machines”*, IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 42, NO. 4, July/August 2006

[100] U.S. Department of Energy, Energy Efficiency and Renewable Energy, “FreedomCAR and Vehicle Technologies Program - Advanced Power Electronics Technology Area”, 2006 annual progress.

[101] S. Schulte, C. Kaehler, C. Schlensok and G. Henneberger, “Combined anlytical and numerical computation approach for design and optimisation of six-phase claw-pole alternators”, *Science, Measurement and Technology, IEE Proceedings* – Vol. 151, No. 6, pp. 96 – 498, Nov. 2004.

[102] G. Henneberger, S. Küppers, I. Ramesohi, “Numerical Calculation, Simulation and Design Optimisation of Claw Pole Alternators for Automotive Application”, *IEE Colloquium on machines for Automotive Applications,* No. 1996/166, pp. 3/1 - 3/5, Nov. 1996.

[103] M. Hecquet, « Contribution à la modélisation des systèmes électrotechniques par la méthode des schémas équivalents magnétiques. Application à l’alternateur automobile », thèse de doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille, janvier 1995.

[104] G. Meunier & Al. « Modèles et formulations en électromagnétisme », *Traité EGEM*, série Génie électrique : électromagnétisme et éléments finis 2, Hermes Science publications, Lavoisier librairie, 2-7462-0548-3, déc. 2002.

[105] T. Henneron, « Contribution à la prise en compte des Grandeurs Globales dans les Problèmes d’Electromagnétisme résolus avec la Méthode des Eléments Finis », thèse de doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille, décembre 2004.

[106] “Guide: Test Procedures for Synchronous Machines Part I Acceptance and Performance Testing Part II Test Procedures and Parameter Determination for Dynamic Analysis”, IEEE Std. 115-1995.

[107] K. M. Rahman, S. Hiti, "Identification of machine parameters of a synchronous motor", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 41, No. 2, pp. 557- 565, March-April 2005.

[108] B Nahid Mobarakeh, B., F. Meibody-Tabar, F., F.M Sargos, "On-line identification of PMSM electrical parameters based on decoupling control", *IEEE Industrial Applications Conference,* vol. 1, pp. 266–273, Chicago, IL, USA, 2001.

[109] D.A. Khaburi, M. Shahnazari, "Parameters identification of permanent magnet synchronous machine in vector control". *Power Electronics and Applications European Conference*, *EPE'03*, Toulouse, France, September 2003.

[110] Liu, L. Cartes, D.A. , "Synchronisation based adaptive parameter identification for permanent magnet synchronous motors", *Control Theory & Applications,* IET, Vol. 1 , pp. 1015 – 1022, July 2007.

[111] M. Hasni, O. Touhami , R. Ibtiouen, M. Fadel and S. Caux, "Synchronous machine parameter identification by various excitation signals", *Electrical Engineering (Archiv fur Elektrotechnik)*, Springer Berlin / Heidelberg, Vol. 90, Number 3, pp. 219-228, ISSN 0948-7921 (Print) 1432-0487 (Online), Feb. 2008.

[112] A. Bruyere, E. Semail, F. Locment, A. Bouscayrol, J-M. Dubus, J-C. Mipo, "Identification of sensitive R-L parameters of a multiphase drive by a vector control", *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, *PESC'08*, 6-2008.

[113] A. Bruyère, T. Henneron, F. Locment, E. Semail, A. Bouscayrol, J-M. Dubus, J-C. Mipo, "Identification of a 7-phase claw-pole starter-alternator for a micro-hybrid automotive application", *International Conference on Electrical Machines*, *ICEM'08*, Portugal, 9-2008.

[114] A. Bruyere, E. Semail, A. Bouscayrol, F. Locment, J-M. Dubus, J-C. Mipo, "Modeling and Control of a 7-phase Claw-pole Starter-alternator for a Micro-hybrid Automotive Application", *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference* (VPPC'08), Harbin, China, 9-2008.

[115] G. Lacombe, A. Foggia, Y. Marechal, X. Brunotte, P. Wendling, "From General Finite-Element Simulation Software to Engineering-Focused Software: Example for Brushless Permanent Magnet Motors Design*", IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 43, no. 4, pp. 1657-1660, April 2007.

[116] A. Bouscayrol, "Different types of Hardware-In-the-Loop simulation for electric drives", IEEE-*ISIE'08*, Cambridge (UK), June 2008.

[117] G. Sturtzer, E. Smigiel, « Modélisation et commande des moteurs triphasés ; commande vectorielle des moteurs synchrones, commande numérique par contrôleurs DSP », Ellipses, TechnoSup, 07-2000, ISBN 272980076X

[118] G. Sturtzer, « Modèle inverse et réduction de l'ondulation de couple pour machines synchrones déduits des courbes isocouples. Extension de la transformation de Park pour moteurs synchrones à pôles saillants non sinusoïdaux et saturés », thèse de doctorat, Ecole normale supérieure de Cachan, 2001

Modélisation et commande d'un alterno-démarreur heptaphasé pour application automobile micro-hybride

RESUME : Ces travaux de thèse traitent de l'étude d'un système alterno-démarreur polyphasé, pour une application automobile micro-hybride. Ce système est composé d'une machine synchrone, à griffes, 7-phases, avec aimants interpolaires (entre les griffes), et bobinage à pas fractionnaire. Cette machine est alimentée par un onduleur de tension 7-bras.

Le premier chapitre présente un état de l'art sur les véhicules automobiles hybrides, ainsi que sur la modélisation des machines électriques polyphasées en vue de leur commande. Les méthodes développées au L2EP, spécifiquement pour l'étude des machines polyphasées, sont utilisées. Elles sont basées sur la transformation de Concordia généralisée et utilisent la notion de machines fictives. Le formalisme graphique REM (Représentation Energétique Macroscopique), développé également au L2EP, apporte une aide pour la représentation du modèle, et permet de systématiser la définition des structures de commande du système.

Le deuxième chapitre s'attache à examiner comment des modèles développés initialement pour les machines à bobinage non fractionnaire, à pôles lisses, et non saturées, peuvent s'étendre à la machine étudiée, à bobinage à pas fractionnaire, fonctionnant en régime saturé, et présentant des variations d'entrefer. Par ailleurs, une démarche générique, basée sur une analyse harmonique des machines polyphasées, est mise en place afin de mettre en évidence les interactions entre structure et commande. Enfin, une méthode d'identification adaptée aux machines polyphasées basse tension est développée.

Avec le troisième chapitre, deux types de commande sont comparées : commande pleine onde, puis commande par Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI) utilisant des asservissements des courants associés aux machines fictives. Des essais expérimentaux, accompagnés de simulations numériques, permettent de tester les modèles proposés, puis les deux types de commande étudiés. On montre ainsi, pour le prototype considéré, les avantages et limites de chacune de ces commandes : les performances en terme de qualité de couple (vibration/bruit) associées à la rusticité de la commande pleine onde sont à mettre en balance avec la complexité (et le coût) d'une commande en MLI permettant une meilleure maitrise de la qualité du couple.

Pour conclure, le système alterno-démarreur étudié offre des fonctions hybrides simples, en limitant fortement le surcoût lié à l'hybridation. L'architecture polyphasée permet d'accroitre la puissance du système, mais nécessite certaines précautions pour la conception et la commande de la machine électrique. Ce mémoire développe des méthodes pour faciliter conjointement la mise en œuvre de ces deux étapes, pour ce type de système automobile hybride.

Mots-clés : polyphasé, machine à griffes, hybride, alterno-démarreur, bobinage à pas fractionnaire, bobinage concentré, basse tension, automobile, commande, modélisation.

Modelling and control of a 7-phase starter-alternator for an automotive micro-hybrid application

ABSTRACT: This work deals with the study of a multiphase starter-alternator system, used for a micro-hybrid vehicle. This system is composed of a 7-phase claw-pole synchronous machine, with permanent magnets between the claws and fractional windings. It is supplied with a 7-leg Voltage Source Inverter (VSI).

In the first chapter, states of the art are given, firstly, about hybrid technologies in Automotive, then, about multiphase machines modeling methodologies, aiming at their control. A specific modeling, using the generalized Concordia transformation is pointed-out. Then, the concept of fictive machines is introduced. It has been developed at the L2EP laboratory, specifically to help the multiphase drive study. The graphical description tool EMR (Energetic Macroscopic Representation), also developed at the L2EP, brings helps to represent the models, and offers a systematic way for the control structure design.

The second chapter deals with the extension of the models studied in the first chapter, initially developed for multiphase machines with non-fractional windings, smooth poles, and lack of magnetic saturation. This extension concerns the studied machine, showing fractional windings, salient poles and magnetic saturation effects. Besides, a generic study, based on a harmonic analysis of the multiphase machines, allows highlighting the interactions between the structure and the control of the machine. At last, an original identification methodology is developed. It is specifically fitted to the low voltage multiphase drives characterization.

In the third chapter, two types of control schemes are compared: firstly in a square wave mode. Secondly, in a Pulse Width Modulation (PWM) mode, using controls of the currents associated with the fictive machines. Experimental measurements, associated with numerical simulations, allow testing the developed models and the control methodologies. The benefits and the limits of both controls are pointed-out: The PWM control allows a better torque quality control, while the square wave control is cheaper to be implemented.

As a conclusion, the studied starter-alternator system offers simple hybrid functions, limiting the extra-cost due to the hybridization. The multiphase architecture allows increasing the system power. However, it is then necessary to reexamine the classical design and control methodologies developed for 3-phase drives. This dissertation brings methodologies to facilitate these two steps for launching this kind of multiphase drive used in Automotive.

Key-words: Multiphase, claw-pole, hybrid, starter-generator, fractional slot winding, concentrated winding, low voltage, automotive, control, modelling

ARTS ET MÉTIERS ParisTech