

Contribution à l'étude des machines
synchrones à aimants permanents internes à
large espace de fonctionnement.
Application à l'alternodémarreur

L. CHÉDOT

Soutenue le 09 novembre 2004 devant le jury composé de :

MM. P. BROCHET (Président)
B. MULTON (Rapporteur)
J.P. YONNET (Rapporteur)
J.P. VILAIN
M. AMIET
C. PLASSE (Responsable Valeo)
G. FRIEDRICH (Directeur de thèse)

Notes sur la confidentialité

Cette partie est un avertissement au lecteur. Ce manuscrit concerne une thèse CIFRE dont les résultats appartiennent à la société Valeo Systèmes Electriques.

L'ensemble des données techniques, dimensions, grandeurs caractéristiques, matériaux, etc., a été réuni dans les trois annexes finales.

Ces annexes ont été classées confidentielles et ne sont disponibles qu'auprès de la société Valeo SE.

Pour contacter la société : Valeo Systèmes Electriques
2, rue A. Boulle
94000 CRÉTEIL
Tél : 01.48.98.86.00

Remerciements

Une thèse peut être considérée comme le fruit de trois années de travail personnel. Ce travail passe par différentes phases, certaines faciles et agréables, d'autres laborieuses et déroutantes. Les premières apportent beaucoup de satisfaction, voire d'autosatisfaction, et des avancées encourageantes. Effectivement, ces phases apparaissent comme le fruit d'un travail personnel.

Les secondes apportent doutes et hésitations. Les résultats sont lents à venir et l'orientation du travail se trouve compromise. A ce stade, seuls trois facteurs m'ont permis de faire avancer ce travail : un encadrement éclairé et présent à chaque instant, une ambiance de travail propice, à la fois au sérieux et à la détente, ainsi qu'un soutien personnel, famille en tête, indirect mais indispensable.

A la suite de trois ans de recherche, ma thèse n'a pris réellement vie que par sa validation devant un jury rigoureux, volontaire, entreprenant et encourageant.

Une certitude m'apparaît alors clairement. Ma thèse est tout, sauf le fruit d'un unique travail personnel. Elle est le fruit du travail d'une très grande équipe, tant professionnelle que personnelle. *Equipe dont je ne serai jamais assez reconnaissant.*

Néanmoins, et en faisant beaucoup trop court :

Je tiens à remercier M. Guy Friedrich, Professeur des Universités à l'Université de Technologie de Compiègne, directeur du Laboratoire d'Electromécanique de Compiègne et mon directeur de thèse pendant ces trois années. Je le remercie pour m'avoir accueilli au sein du laboratoire, pour m'avoir proposé un sujet de thèse si intéressant et pour avoir spontanément proposé de m'encadrer. Je profite de ces quelques lignes pour le remercier pour l'ensemble de ces années d'encadrement passionné, en tant qu'enseignant d'abord, en tant que responsable de projet, en tant que précieux conseiller lors de mon DEA et bien-sûr en tant que directeur de thèse. J'espère avoir un jour autant de clairvoyance, et pense mesurer la chance d'avoir pu profiter de tant de sympathie communicative. Merci tout simplement pour tout.

Je souhaite remercier M. Cédric Plasse, directeur du service Electronique de la société Valeo Systèmes Electriques, et encadrant Valeo durant ces trois années. Je le remercie de m'avoir accueilli au sein de la société Valeo SE et de m'avoir proposé, voire réservé, ce projet si passionnant. Je souhaite encore plus le remercier pour m'avoir toujours offert l'essentiel : sa confiance. Lors de mon projet de fin d'étude, lors de mon DEA, pour ce

sujet de thèse, pour toutes les réunions où j'ai pu apporter une petite contribution sur les machines à aimants. Merci pour toutes ces années et pour toute cette expérience partagée avec moi.

Qu'il me soit permis de remercier M. Pascal Brochet, Professeur des Universités à l'Ecole centrale de Lille, Responsable de l'équipe Conception et Optimisation des Machines Electriques du Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique de Puissance pour avoir accepté d'être président de mon jury de thèse.

Je tiens également à remercier M. Bernard Multon, Professeur des Universités à l'ENS Cachan, antenne de Bretagne, directeur du département de Mécatronique du laboratoire Systèmes et Applications des Technologies de l'Information et de l'Energie pour avoir accepté d'être rapporteur de cette thèse. Nos nombreux échanges et l'ensemble des remarques apportées avant et pendant la soutenance m'ont permis de préciser et d'éclaircir un grand nombre de points cruciaux. Je remercie en même temps l'enseignant rencontré en DEA qui n'a cessé de transmettre sa passion et sa rigueur.

Je souhaite remercier M. Jean-Paul Yonnet, Directeur de Recherche au Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble, Responsable de l'équipe Matériaux Magnétiques et Applications pour avoir accepté d'être rapporteur de cette thèse, pour l'ensemble des observations concernant le travail effectué et pour l'analyse de ce projet dans le contexte global d'hybridation des véhicules électriques.

Que M. Michel Amiet, Directeur de la branche Génie Electrique de la Direction Générale de l'Armement soit remercié pour avoir accepté d'être membre de ce jury de thèse et pour avoir apporté sa rigueur et sa pertinence dans l'analyse du sujet et dans les questions abordées lors de la soutenance.

Enfin, je tiens à remercier M. Jean-Paul Vilain, Professeur des Universités à l'Université de Technologie de Compiègne, pour avoir accepté d'être membre de ce jury de thèse. Je souhaite le remercier pour son étude approfondie du manuscrit et pour les remarques constructives dont il m'a fait part avant, pendant et après la soutenance. Je voudrais également insister pour remercier l'enseignant qui m'a, le premier, donné goût au génie électrique, qui m'a donné envie de percer les mystères de l'électricité alors que mon parcours me dirigeait vers d'autres voies. Je le remercie pour tout ça et pour son immense sympathie.

Je vais poursuivre en remerciant mes collègues Valeo pour l'aide et le soutien qu'ils m'ont apporté, depuis mon projet de fin d'études jusqu'à la soutenance de thèse. Merci David, Nadia, Antoine, Jean-Claude, Kouakou, Arnaud, Luc, FX, Michael et Fabrice.

Je voudrais maintenant remercier l'ensemble des membres du Laboratoire d'Electromécanique de Compiègne pour m'avoir non seulement accueilli mais surtout pour m'avoir aidé, conseillé, averti, remué comme si je faisais partie du laboratoire depuis

toujours. Je n'oublierai jamais non plus les instants de détente journaliers (*réunions* de 10h...) et les innombrables fous rires si bienfaisants. Aussi, merci à Christine, Christophe, Luc, Vincent, Stéphane, Manuela, Jean-Luc, Anne, Agnès, Farah, Bogdane, Ferhat, Didier, Manu, Patrice, Arnaud, et Julien. Je me permettrais d'ajouter quelques dédicaces : merci à Patrice, sans qui rien ne pourrait tourner au laboratoire (j'inclus en tête mes essais !) ; merci à Anne pour avoir simplifié tant de fois ma vie administrative, merci aux jeun's qui ne sont plus seulement mes collègues depuis bien longtemps et enfin, merci et bon courage à Julien, ami et partenaire de bureau devant l'éternel (notre humour commun, *fin et délicat*, pèse déjà par son absence...). Je vais élargir le laboratoire quelques minutes pour inclure ici le dernier survivant de mes camarades de promotion encore présent à Compiègne. Merci Jojo, pour ta présence et tes conseils. Nos quelques *soirées* ensemble ne seront jamais oubliées.

Je tiens à terminer en remerciant mon premier soutien, ma famille. Je remercie mes parents pour m'avoir toujours poussé à faire ce qui me plaisait, même si cela nous a conduit à des études bien longues. Jamais ils n'ont exprimé le moindre doute et m'ont constamment encouragé et félicité tout au long de ce parcours. Je remercie Franck, mon *grand* frère, pour avoir toujours été là. Ces remerciements ne concernant que ma thèse, je ne détaillerai pas le fait que je lui doive tant. Enfin, je remercie et souhaite bon courage à Amandine (*PS*). Merci de supporter et d'encourager cette passion débordante qui m'occupe autant et ne simplifie pas toujours notre vie. Et bon courage pour le (me) supporter encore longtemps.

Le dernier mot n'est pas un merci, mais un pardon. Pardon à tous ceux que j'ai oubliés de citer, amis du DEA (Gareth, Lionel), collègues rencontrés dans différents congrès, amis *povtyp* (ils se reconnaîtront) et tous les autres. Merci.

Table des matières

Table des figures	ix
Notations	xv
Introduction	1
1 Analyse bibliographique	5
1.1 Classement des machines synchrones	6
1.1.1 Machines à rotor bobiné et à pôles lisses	6
1.1.2 Machines à rotor bobiné et à pôles saillants	6
1.1.3 Machines à double excitation	8
1.1.4 Machines à réluctance variable	8
1.1.5 Machines à aimants permanents surfaciques	9
1.1.6 Machines à aimants permanents internes	9
1.1.7 Machines à aimants permanents internes à saillance inverse	11
1.2 Historique	13
1.2.1 Entraînements à vitesse variable	13
1.2.2 Défluxage et modes de commande	14
1.2.3 Etudes comparatives de référence	15
1.2.4 Derniers développements	16
1.3 Equations et commande des MAPI	17
1.3.1 Equations des machines synchrones (Park)	17
1.3.2 Equations normalisées et grandeurs caractéristiques	18
1.3.3 Représentation graphique (limites et modes de pilotage)	21
1.3.4 Modes de commande	26
1.3.5 Place de l'ADI-MAPI	28
1.4 Prise en compte de la saturation	29
1.4.1 Mise en évidence de la saturation	30
1.4.2 Classement	30
1.4.3 Modèles de flux pour la commande	30
1.5 Prise en compte des pertes fer	31
1.5.1 Séparation des pertes et induction sinusoïdale	31
1.5.2 Induction non sinusoïdale	32
1.5.3 Modélisation de l'hystérésis	33
1.6 Conclusion	33

2	Commande optimale de la MAPI	35
2.1	Principe de la commande optimale	36
2.1.1	Nécessité d'une commande optimale	36
2.1.2	Commande en couple	36
2.1.3	Modèle de l'axe électromécanique	36
2.1.4	Calcul des grandeurs électromécaniques	38
2.1.5	Fonctions d'optimisation	39
2.1.6	Algorithme du calcul des lois de commande	40
2.2	Modèle de la MAPI	40
2.2.1	Flux	40
2.2.2	Pertes fer	45
2.3	Recherche de lois de contrôle optimales	45
2.3.1	Choix des modèles	45
2.3.2	Résultats typiques	46
2.4	Influence de la température	51
2.4.1	Contrôle optimal direct à température élevée	52
2.4.2	Contrôle optimal adaptatif à température élevée	53
2.5	Conclusion	54
3	Modélisation dynamique de la MAPI	57
3.1	Modèle dynamique de la MAPI	58
3.1.1	Rappel du modèle linéaire	58
3.1.2	Prise en compte de la saturation - Inversion du modèle des flux	59
3.1.3	Prise en compte des pertes fer	62
3.2	Description du modèle dynamique développé	63
3.2.1	Consigne de couple	63
3.2.2	Commande optimale	63
3.2.3	Régulation de courant	63
3.2.4	Onduleur	63
3.2.5	Batterie	65
3.2.6	Axe électromécanique (charge mécanique)	65
3.3	Applications	65
3.3.1	Choix d'une stratégie de régulation de courant	65
3.3.2	Simulation complète d'un cycle de démarrage	72
3.4	Conclusion	74
4	Validation expérimentale	77
4.1	Description sommaire des différents éléments	77
4.1.1	Electronique de contrôle	79
4.1.2	Electronique de puissance	81
4.1.3	Banc d'essais	81
4.2	Essais directs	84
4.2.1	Performances en régime permanent	84
4.2.2	Performances dynamiques	91
4.3	Conclusion	93
	Conclusion générale	95

A	Cahier des charges des prototypes réalisés	101
A.1	ADI	101
A.2	MARS	102
A.3	Conclusion	106
B	Performances de la MARS	107
B.1	Mode démarreur	108
B.2	Mode moteur	110
B.3	Mode alternateur	112
B.4	Conclusion	114
C	Essais indirects ADI	115
C.1	Résistance	115
C.2	Essai à vide	115
C.3	Essai en court-circuit	117
C.4	Réponse temporelle à rotor bloqué	120
C.5	Essai de couple (variation mécanique de l'angle interne)	123
C.6	Conclusion	126
	Bibliographie	127

Table des figures

1	<i>Alternodémarreurs intégré et séparé</i>	3
1.1	<i>Classement des machines synchrones</i>	6
1.2	<i>Rotor d'une machine à rotor bobiné et à pôles lisses</i>	7
1.3	<i>Machine à rotor bobiné et à pôles saillants – Alternodémarreur Valeo-LEC</i>	7
1.4	<i>Machine à réluctance variable laminée axialement</i>	8
1.5	<i>Rotor d'une machine à réluctance variable à double saillance – alternodémarreur Valeo-LESiR</i>	9
1.6	<i>Rotor d'une machine à aimants permanents surfaciques</i>	10
1.7	<i>Rotor d'une machine à aimants permanents insérés</i>	11
1.8	<i>Rotor d'une machine à aimants permanents internes à concentrations de flux</i>	11
1.9	<i>Rotor de machine à aimants permanents internes</i>	12
1.10	<i>Machine à aimants permanents internes à saillance inverse (type Xu)</i>	12
1.11	<i>Rotor de machine à aimants permanents internes à saillance inverse à barrières de flux quadrature</i>	13
1.12	<i>Machine à aimants permanents à double rotor</i>	13
1.13	<i>Vecteurs tension et courant dans le plan d-q</i>	18
1.14	<i>Espace couple-vitesse en vraies grandeurs et en grandeurs normalisées</i>	19
1.15	<i>Courant limite dans le plan d-q</i>	22
1.16	<i>Tension limite dans le plan d-q</i>	23
1.17	<i>Couple dans le plan d-q</i>	23
1.18	<i>Trajectoire à couple max. par ampère dans le plan d-q</i>	24
1.19	<i>Trajectoire à puissance max. par volt dans le plan d-q</i>	25
1.20	<i>Grandeurs électromécaniques dans le plan d-q.</i>	27
2.1	<i>Principe de la commande en couple.</i>	37
2.2	<i>Modèle électrique de la batterie.</i>	37
2.3	<i>Algorithme du calcul des lois de commande.</i>	41
2.4	<i>Trajectoire du potentiel vecteur</i>	43
2.5	<i>Flux fonction des courants</i>	44
2.6	<i>Table de pertes fer</i>	45
2.7	<i>Courant direct dans l'espace de fonctionnement (à froid)</i>	47
2.8	<i>Courant quadrature dans l'espace de fonctionnement (à froid)</i>	47
2.9	<i>Rendement dans l'espace de fonctionnement (à froid)</i>	49
2.10	<i>Puissance dans l'espace de fonctionnement (à froid)</i>	49
2.11	<i>Pertes totales dans l'espace de fonctionnement (à froid)</i>	50
2.12	<i>Pertes fer dans l'espace de fonctionnement (à froid)</i>	50

2.13	<i>Induction en fonctionnement défluxé à couple nul ($i_d = -600\sqrt{3}, i_q = 0$)</i>	51
2.14	<i>Variations de rendement - COD à température élevée (lois de commande calculées à froid, machine fonctionnant à chaud)</i>	52
2.15	<i>Rendement - COA à température élevée (lois de commande calculées à chaud, machine fonctionnant à la même température)</i>	54
3.1	<i>Diagramme structurel d'une MAPI linéaire</i>	59
3.2	<i>Bloc contrainte algébrique</i>	60
3.3	<i>Asservissement avec contrainte algébrique</i>	60
3.4	<i>Inversion du flux ψ_d</i>	61
3.5	<i>Inversion des flux (saturation et couplage inclus)</i>	61
3.6	<i>Flux fonction des courants</i>	62
3.7	<i>Bloc de calcul des pertes fer et bilan de puissance</i>	62
3.8	<i>Système complet de l'alternateur-démarreur</i>	64
3.9	<i>Schéma de régulation avec correcteur proportionnel sur chaque phase et compensation de consigne</i>	66
3.10	<i>Schéma de régulation avec correcteur PI sur chaque axe et compensation directe des FEM induites</i>	68
3.11	<i>Compensation directe de la FEM de l'axe d</i>	68
3.12	<i>Courants direct et quadrature à 500 tr/min (courants nuls à $t=0$, $i_d^* = cte = -330$ A, échelon de i_q^* de -10 à -150 A)</i>	70
3.13	<i>Courants direct et quadrature à 5000 tr/min (courants nuls à $t=0$, $i_d^* = cte = -330$ A, échelon de i_q^* de -10 à -30 A)</i>	71
3.14	<i>Simulation d'un démarrage - machine</i>	73
3.15	<i>Simulation d'un démarrage - Tension et courants du bus continu</i>	74
4.1	<i>Schéma du dispositif expérimental</i>	78
4.2	<i>Schéma synoptique de l'alimentation de l'ADI - P. MACRET</i>	80
4.3	<i>Variateur de l'ADI-MAPI</i>	81
4.4	<i>Contrôle - Convertisseur - Machine</i>	82
4.5	<i>Détails de l'ADI-MAPI</i>	83
4.6	<i>Rendement et puissance mécanique en mode démarreur (isocourbes : simulations, points : mesures)</i>	85
4.7	<i>Pertes en mode démarreur (isocourbes : simulations, points : mesures)</i>	86
4.8	<i>Rendement et puissance électrique en mode alternateur (isocourbes : simulations, points : mesures)</i>	88
4.9	<i>Pertes en mode alternateur (isocourbes : simulations, points : mesures)</i>	89
4.10	<i>Réponse à un échelon de couple</i>	92
A.1	<i>Système ADI</i>	102
A.2	<i>Coupe de la machine</i>	103
A.3	<i>Système MARS</i>	104
A.4	<i>Coupe de la machine</i>	105
B.1	<i>Rendement et puissance mécanique en mode démarreur</i>	108
B.2	<i>Pertes en mode démarreur</i>	109
B.3	<i>Rendement et puissance mécanique en mode moteur</i>	110
B.4	<i>Pertes en mode moteur</i>	111

B.5	<i>Rendement et puissance électrique en mode alternateur</i>	112
B.6	<i>Pertes en mode alternateur</i>	113
C.1	<i>Tension à vide fonction de la vitesse</i>	116
C.2	<i>Pertes à vide fonction de la vitesse</i>	117
C.3	<i>Courant de court-circuit fonction de la vitesse</i>	118
C.4	<i>Couple de court-circuit fonction de la vitesse</i>	118
C.5	<i>Résistance statorique dans l'essai en court-circuit</i>	119
C.6	<i>Estimation du flux de l'aimant lors de l'essai en court-circuit</i>	119
C.7	<i>Câblage pour $\beta = 90^\circ$</i>	120
C.8	<i>Courant et tensions de l'essai à $\beta = 90^\circ$</i>	121
C.9	<i>Flux de phase</i>	122
C.10	<i>ψ_d fonction de I_{eff} pour $\beta = 90, 150, 180^\circ$. Traits pleins : pré-déterminations, pointillés : mesures</i>	122
C.11	<i>ψ_q fonction de I_{eff} pour $\beta = 90, 150, 180^\circ$. Traits pleins : pré-déterminations, pointillés : mesures</i>	123
C.12	<i>C_{em} fonction de I_{eff} pour $\beta = 90, 150, 180^\circ$. Traits pleins : pré-déterminations, pointillés : mesures</i>	123
C.13	<i>Lignes de champ et niveaux d'induction</i>	124
C.14	<i>C_{em} fonction de β pour différents courants</i>	125

Notations

α	: exposant pour calcul des pertes par hystérésis
β	: angle interne (de couple)
ΔB_i	: variation locale d'induction
η	: rendement
Ω	: vitesse de rotation du rotor
ω_b	: vitesse de base (électrique), bande passante
ω_n	: vitesse normalisée (électrique)
ω_{nd}	: gain du correcteur intégral - axe d
ω_{nq}	: gain du correcteur intégral - axe q
ω_s	: $p \frac{d\theta}{dt}$ (i.e. à la pulsation électrique en régime permanent)
ϕ	: flux (quelconque)
ψ_a, ψ_b, ψ_c	: flux de phase
ψ_d	: flux total dans l'axe d
ψ_{dd}	: flux propre de i_d dans l'axe d
ψ_{dq}	: flux croisé de i_q dans l'axe d
ψ_{md}	: flux magnétisant direct
ψ_M	: flux total dû aux aimants
ψ_{Mn}	: flux total normalisé dû aux aimants
ψ_q	: flux total dans l'axe q
ψ_{qd}	: flux croisé de i_d dans l'axe q
ψ_{qq}	: flux propre de i_q dans l'axe q
ψ_{mq}	: flux magnétisant quadrature
ρ	: résistivité
θ	: position angulaire (mécanique par défaut)
ξ	: rapport de saillance
$\vec{A}$	: potentiel vecteur
B	: induction magnétique
B_{cul}	: induction dans la culasse statorique
B_d	: induction dentaire
B_m	: induction maximum (induction crête dans certains cas)
c	: constante pour le calcul des pertes par hystérésis
C_b	: couple de base
C_{em}	: couple électromagnétique
C_{fer}	: couple de pertes fer
C_n	: couple normalisé
C_{ref}	: consigne de couple
C_u	: couple utile

d	: épaisseur d'une tôle (calcul des pertes fer)
E_b	: tension interne de la batterie
f	: fréquence, fonction d'optimisation
G_0	: fonction de transfert en boucle ouverte
G_b	: fonction de transfert en boucle fermé
g_c	: contrainte d'optimisation en couple
g_i	: contrainte d'optimisation en courant
g_p	: contrainte d'optimisation en puissance
g_v	: contrainte d'optimisation en tension
H	: champ (excitation) magnétique
i_a, i_b, i_c	: courants de phase
I_b	: courant de base, courant batterie
i_d	: courant direct
I_d	: courant direct (valeur efficace)
I_{dc}	: courant du bus continu
I_{dn}	: courant direct normalisé
i_{dref}	: consigne de courant direct
i_{ds}	: courant direct
I_{eff}	: courant efficace
I_f	: courant d'excitation
I_{fn}	: courant d'excitation normalisé
I_{lim}	: courant efficace limite
i_q	: courant quadrature
I_q	: courant quadrature (valeur efficace)
I_{qn}	: courant quadrature normalisé
i_{qref}	: consigne de courant quadrature
i_{qs}	: courant quadrature
I_s	: vecteur courant
K_{cf}	: coefficient de pertes par courant de Foucault
k_{ch}	: coefficient de correction des pertes par hystérésis (cycles mineurs)
K_{ex}	: coefficient de pertes par excès
K_h	: coefficient de pertes par hystérésis
K_p	: gain du correcteur proportionnel
K_{pd}	: gain du correcteur proportionnel - axe d
K_{pq}	: gain du correcteur proportionnel - axe q
L	: inductance
L_d	: inductance directe
L_{dlin}	: inductance directe (en fonctionnement linéaire)
L_{dn}	: inductance directe normalisée
L_q	: inductance quadrature
L_{qlin}	: inductance quadrature (en fonctionnement linéaire)
L_{qn}	: inductance quadrature normalisée
L_σ	: inductance de fuite
M_{af}	: inductance mutuelle
M_{afn}	: inductance mutuelle normalisée
m_v	: masse volumique

N_s	: nombre de conducteurs principaux par phase
p	: nombre de paire de pôles
P_b	: puissance de base, puissance batterie
P_{bmax}	: puissance batterie maximale
P_{cf}	: pertes par courants de Foucault
P_{dyn}	: pertes fer dynamiques
P_e	: puissance électrique
P_{em}	: puissance électromagnétique
P_{fer}	: pertes fer (ou pertes fer spécifiques)
P_m	: puissance mécanique
P_n	: puissance normalisée
r	: réaction d'induit normalisée
R_b	: résistance interne de la batterie
R_s	: résistance statorique
S_d	: coefficient de saturation de l'axe d
S_q	: Coefficient de saturation de l'axe q
T	: période d'un signal sinusoïdal ou temps quelconque
U_b	: tension batterie
U_{dc}	: tension du bus continu
V_{ch}	: tension de charge
V_b	: tension de base
v_d	: tension directe
V_d	: tension directe (valeur efficace)
V_{disp}	: tension disponible
V_{dn}	: tension directe normalisée
V_{eff}	: tension efficace
V_{lim}	: tension efficace limite
v_q	: tension quadrature
V_q	: tension quadrature (valeur efficace)
V_{qn}	: tension quadrature normalisée
V_s	: vecteur tension
X_d	: réactance directe
X_q	: réactance quadrature

Introduction

L'ENVIRONNEMENT, la mobilité et l'utilisation optimale des énergies fossiles, par définition limitées, sont parmi les enjeux les plus importants du XXI^{ème} siècle. Le transport routier, qui est un élément essentiel de la *mobilité*, est la cause de 20 % des émissions de CO_2 dans la zone OCDE et de l'effet de serre associé. Les pouvoirs publics, au travers de normes de plus en plus contraignantes, conduisent les constructeurs automobiles et les équipementiers vers la recherche de solutions toujours moins polluantes et accessibles à des coûts raisonnables. L'association des constructeurs européens automobiles (ACEA) prévoit que, pour une moyenne de 186g/100km en 1995, les émissions de CO_2 devront être ramenées à 120g/100km en 2012 [PLASSE 03].

Durant les années 1990, des efforts de recherche importants, au niveau des constructeurs et des équipementiers, ont porté sur les véhicules *électriques purs*, pour essayer d'apporter des éléments de solutions au problème. Les différents gouvernements à travers le monde multiplièrent les incitations au développement des véhicules électriques ou ZEV (Zero Emission Vehicles), tant au travers d'incitations fiscales et de financements de recherches que d'impositions de nouvelles normes. Citons le cas le plus caractéristique de l'état de Californie qui imposait sur son territoire qu'en 2003, 10 % des véhicules neufs devaient être du type ZEV [WESTBROOK 02]. En dépit des efforts consentis, et bien que les véhicules électriques dépassaient déjà les 100 km/h en 1899 (la *Jamais Contente*, dont l'exemplaire original est conservé au Musée de l'Automobile de Compiègne), le véhicule électrique pur ne trouva pas sa place parmi les véhicules classiques. La densité énergétique des systèmes accumulateurs d'énergie électrique, entre 50 et 100 fois inférieure à la densité énergétique des moteurs thermiques, conduisit à des véhicules lourds, coûteux et manquant d'autonomie. Malgré un grand nombre de prototypes réalisés, peu furent suivis de production, même en *petites séries*. Citons néanmoins, le cas remarquable des véhicules PSA, toujours en fonction dans un système de gestion originale, dans la ville de La Rochelle. L'apparition de technologies de batteries plus performantes, associées à une forte demande de la Chine, pourrait constituer une *nouvelle chance* pour ce type de véhicule [FRIEDRICH 04].

Les pays industrialisés tentent maintenant de répondre au problème de différentes manières. Deux tendances semblent néanmoins se dessiner :

- l'approche japonaise misant sur une technologie *hybride* associant un moteur essence à deux machines électriques (un moteur et un générateur). Son représentant le plus illustre est le véhicule PRIUS de Toyota, qui connaît un succès important au Japon, mitigé aux Etats-Unis et modeste en Europe. Au-delà de la qualité

technique, unanimement reconnue, une deuxième version de ce véhicule, associée à une politique de prix et de services agressive, pourrait néanmoins accélérer la pénétration du marché européen ;

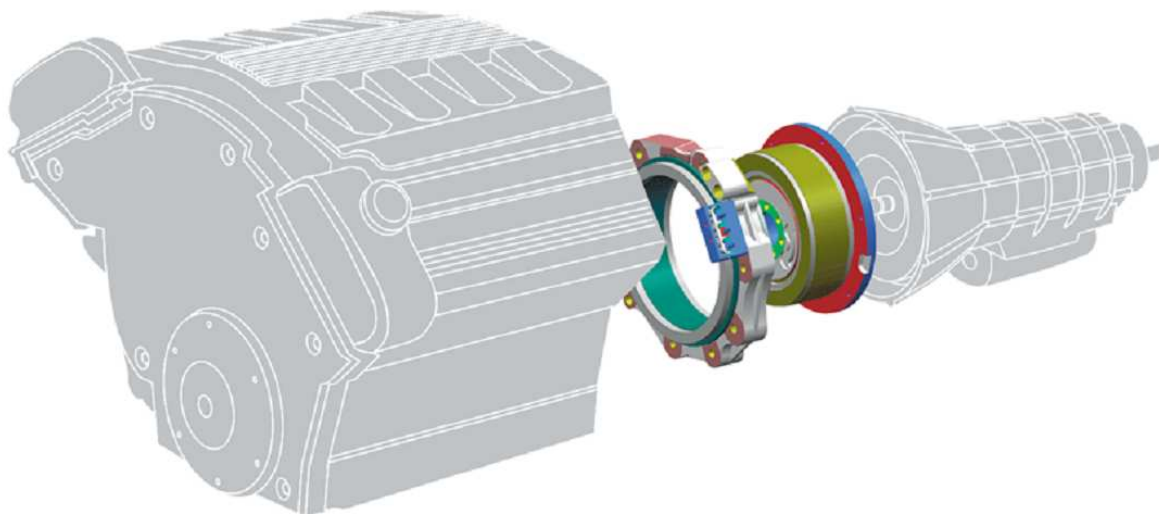
- l’approche européenne consistant en une amélioration des moteurs thermiques, plus particulièrement du type diesel, au travers d’un contrôle précis. L’assistance par une machine électrique est envisagée. Les actions menées sur l’alternodémarrreur s’inscrivent clairement dans ce dernier cas.

Le concept d’alternodémarrreur n’est pas nouveau, car un premier brevet fut déposé en 1917. La machine était du type machine à *courant continu* et l’absence d’électronique de puissance limitait alors son utilisation. La banalisation de l’électronique de contrôle dans les véhicules, associée à la réduction des coûts de l’électronique de puissance, permet maintenant d’envisager des applications séduisantes pour l’alternodémarrreur :

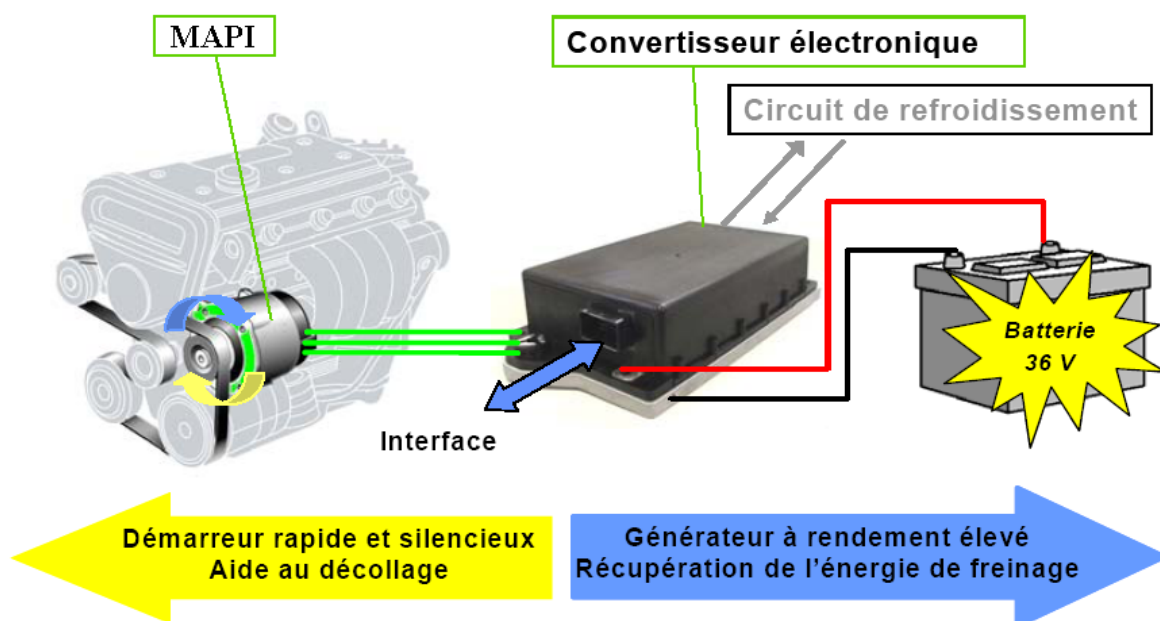
- il permet de remplacer deux machines électriques (démarrreur et alternateur) et de réduire, voire de supprimer, dans la version intégrée, poulies et courroies de transmission ;
- les démarrages du moteur thermique deviennent rapides et silencieux, autorisant ainsi une fonction *STOP and START*, c’est-à-dire une voiture parfaitement silencieuse (moteur coupé) durant les phases d’arrêt, réduisant par la même la consommation en cycle urbain et les nuisances sonores ;
- la fonction *recupération*, lors des phases de freinage, contribue à la réduction de la consommation de carburant des véhicules ;
- une augmentation sans cesse croissante des équipements à bord des véhicules conduit à une augmentation de la puissance électrique nécessaire. Une augmentation de la tension du réseau de bord (42V) et l’adoption des générateurs à haut rendement et forte puissance massique semble à terme inévitable ;
- la machine électrique peut assister le moteur thermique durant certains régimes de fonctionnement. Une réalisation RICARDO-VALEO a ainsi pu remplacer un moteur 1,9 l diesel injection par un moteur 1,2 l *assisté* par un ADI asynchrone [PLASSE 03] avec un confort accru et une consommation réduite ;
- un contrôle spécifique de l’alternodémarrreur intégré peut permettre de réduire la taille et donc la masse du volant d’inertie, nécessaire au fonctionnement du moteur thermique ;
- un surdimensionnement de la machine (ADI), associé à un embrayage supplémentaire, permet d’envisager un véhicule de type ZEV hybride parallèle, dans des conditions économiques viables.

La figure 1 présente les deux systèmes d’alternodémarrreur, intégré ou séparé.

Les atouts de l’alternodémarrreur sont, nous le voyons, nombreux. Néanmoins, une analyse plus approfondie montre que le *système électrique* (machine, convertisseur, contrôle) est particulièrement contraint, tout particulièrement dans le domaine de l’automobile, dans lequel les notions de coûts sont fondamentales. La société VALEO et le Laboratoire d’Electromécanique de Compiègne (LEC) ont uni leurs efforts au travers d’une structure de recherche originale (Laboratoire partagé) pour déterminer la *meilleure*



(a) ADI



(b) ADS (MARS)

FIG. 1 – *Alternodémarrageurs intégrés et séparés*

solution pour cette fonction pour des structures ADI (Alterno-Démarreur Intégré) et ADS (Alterno-Démarreur Séparé). Deux thèses ont été soutenues pour des machines de type asynchrone [LY 03, KONIECZKA 03]. Une comparaison de performances entre ces machines et une machine à rotor bobiné a été effectuée [FRIEDRICH 02].

Le travail présenté correspond au troisième volet de cette comparaison et porte sur les possibilités d'application d'une machine de type *aimants permanents*. La méthodologie, suivie pour l'étude des trois types de machine, est la suivante :

- élaboration d'un cahier des charges commun aux différentes machines ;
- dimensionnement optimal ;
- choix de lois de contrôle optimales et validation en régime dynamique ;
- réalisation d'un prototype industrialisable ;
- validation sur banc et mesure des performances ;
- éventuel montage sur véhicule (la version asynchrone ayant donné lieu à différents démonstrateurs).

Les cahiers des charges (ADI et ADS) sont présentés en annexe A et servent de base à cette comparaison. Le dimensionnement optimal a été effectué au sein du Laboratoire d'Electromécanique de Compiègne (LEC) par Jean-Marie Biedinger et ne sera pas présenté dans le cadre de ce document. Les deux structures d'alterno-démarreur ont été analysées (ADI et ADS) ; néanmoins, dans un souci de clarté, seule la version ADI sera présentée dans ce document et l'annexe B présentera les performances de la version ADS.

Le manuscrit présenté s'articule autour de quatre chapitres principaux :

- une analyse bibliographique permettra de faire le point sur les structures de machines à aimants permanents, en s'intéressant plus particulièrement aux différentes possibilités de défluxage, tant au niveau de la structure que des lois de contrôle de base (mode linéaire). Une attention particulière sera ensuite portée aux différentes approches utilisées pour la prise en compte de la saturation et des pertes fer. Cette partie justifiera ainsi la structure de la machine à aimants permanents et les choix effectués pour sa commande optimale ;
- le chapitre 2 décrira, de manière précise, les choix effectués au niveau de la modélisation, afin de réaliser un contrôle optimal de *l'axe électromécanique*. Une loi de contrôle adaptative en fonction de la température sera justifiée et présentée ;
- le chapitre 3 complètera le précédent par une modélisation dynamique du système. Après avoir proposé une modélisation originale de la machine saturée, deux fonctionnements *difficiles* seront envisagés, montrant ainsi l'importance fondamentale de ce type de simulation pour l'application considérée ;
- le chapitre 4 décrira le dispositif expérimental et validera la modélisation effectuée par une comparaison des cartographies de rendement et de pertes calculées et mesurées.

Chapitre 1

Analyse bibliographique

Sommaire

1.1	Classement des machines synchrones	6
1.1.1	Machines à rotor bobiné et à pôles lisses	6
1.1.2	Machines à rotor bobiné et à pôles saillants	6
1.1.3	Machines à double excitation	8
1.1.4	Machines à réluctance variable	8
1.1.5	Machines à aimants permanents surfaciques	9
1.1.6	Machines à aimants permanents internes	9
1.1.7	Machines à aimants permanents internes à saillance inverse .	11
1.2	Historique	13
1.2.1	Entraînements à vitesse variable	13
1.2.2	Défluxage et modes de commande	14
1.2.3	Etudes comparatives de référence	15
1.2.4	Derniers développements	16
1.3	Equations et commande des MAPI	17
1.3.1	Equations des machines synchrones (Park)	17
1.3.2	Equations normalisées et grandeurs caractéristiques	18
1.3.3	Représentation graphique (limites et modes de pilotage) . . .	21
1.3.4	Modes de commande	26
1.3.5	Place de l'ADI-MAPI	28
1.4	Prise en compte de la saturation	29
1.4.1	Mise en évidence de la saturation	30
1.4.2	Classement	30
1.4.3	Modèles de flux pour la commande	30
1.5	Prise en compte des pertes fer	31
1.5.1	Séparation des pertes et induction sinusoïdale	31
1.5.2	Induction non sinusoïdale	32
1.5.3	Modélisation de l'hystérésis	33
1.6	Conclusion	33

CE CHAPITRE introductif va nous permettre d'aborder les différents travaux réalisés sur les machines synchrones en général, et sur les machines à aimants permanents (MAP) en particulier. Outre les rappels *historiques* concernant l'évolution des MAP, nous établirons un classement exhaustif et illustré des machines synchrones.

Les équations de bases qui régissent les MAP seront rappelées, et nous préciserons les modes de commandes spécifiques aux MAP, ainsi que leur représentations.

Nous terminerons notre recherche bibliographique en mettant en évidence la nécessité, et la difficulté, à prendre en compte la saturation magnétique et les pertes fer dans ce type de machine.

1.1 Classement des machines synchrones

En reprenant le principe de la classification de CHALMERS et de ces collègues [BIANCHI 00], on peut agencer l'ensemble des machines synchrones comme l'indique la figure 1.1. Les machines sont distinguées par la nature de leur excitation (bobinages, aimants permanents, etc.) et par leur rapport de saillance : $\xi = \frac{L_q}{L_d}$ (Cf. 1.3.2).

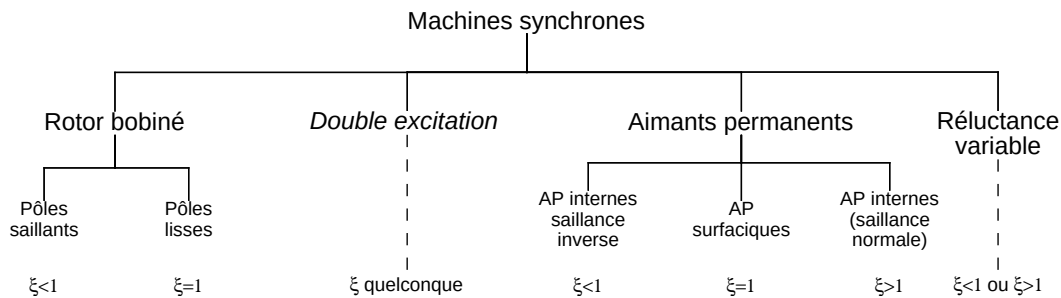


FIG. 1.1 – *Classement des machines synchrones*

1.1.1 Machines à rotor bobiné et à pôles lisses

Elles sont caractérisées par une excitation bobinée (donc commandable) et par un rapport de saillance unité. La figure 1.2 montre un rotor typique.

On peut inclure dans cette partie les machines synchrones à griffes¹, très fréquemment utilisées dans l'automobile pour réaliser les alternateurs *classiques*.

1.1.2 Machines à rotor bobiné et à pôles saillants

A la différence de la machine précédente, les pôles sont saillants, et le rapport de saillance est inférieur à l'unité ($L_d > L_q$). Le Laboratoire d'Electromécanique de Compiègne² (LEC) a mené plusieurs études concernant ce type de machines [FRIEDRICH 91,

1. il existe un très léger effet de saillance que l'on néglige en général

2. Université de Technologie de Compiègne

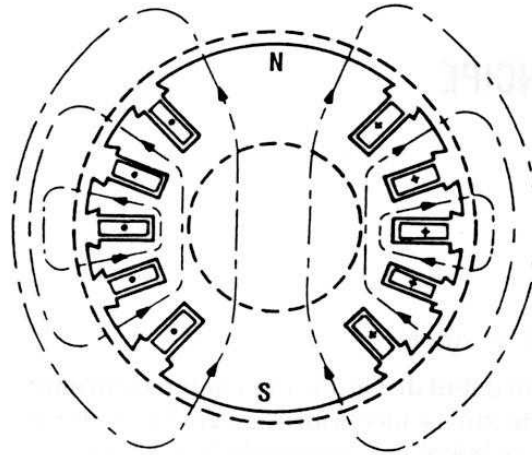


FIG. 1.2 – Rotor d'une machine à rotor bobiné et à pôles lisses

FRIEDRICH 94]. La société Valeo Systèmes Electriques en partenariat avec le LEC a réalisé une motorisation pour véhicule électrique, ainsi qu'un alerno-démarrreur basé sur cette topologie [CHÉDOT 00] dont le rotor est illustré par la figure 1.3.

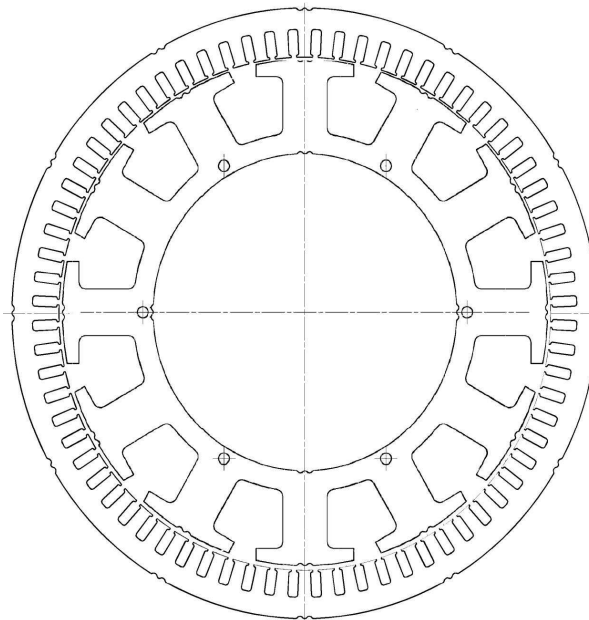


FIG. 1.3 – Machine à rotor bobiné et à pôles saillants – Alerno-démarrreur Valeo-LEC

Bien que la saillance soit flagrante et paraisse prononcée, il est pourtant difficile d'obtenir des rapports de saillance inférieur à 0.5.

1.1.3 Machines à double excitation

Ces machines peuvent combiner les principes de tous les types de machines existantes. On peut ainsi trouver un très grand nombre de structures envisageables que nous ne détaillerons pas. Pour plus d'informations sur ces machines hybrides particulières, on peut se référer aux travaux du Laboratoire d'Electricité Signaux et Robotique³ (LESiR-SATIE) et en particulier aux études [AMARA 01a, AMARA 01b].

1.1.4 Machines à réluctance variable

On peut trouver toutes sortes de machines à réluctance variable. D'ailleurs, MILLER les considère comme des machines à aimants permanents internes dont le flux de l'aimant serait nul [SOONG 94]. Cela permet de mettre en commun toutes les structures de machines à aimants et toutes celles à réluctance variable. La plupart des auteurs traitant des machines à aimants internes sont des références pour les machines à réluctance variable. Citons MILLER et LIPO pour l'exemple [MILLER 89, XU 91]. Les dernières études, visant à augmenter le rapport de saillance, se sont tournées vers les machines à rotor laminé axialement [BETZ 91, BETZ 93, SOONG 95] (Cf. figure 1.4).

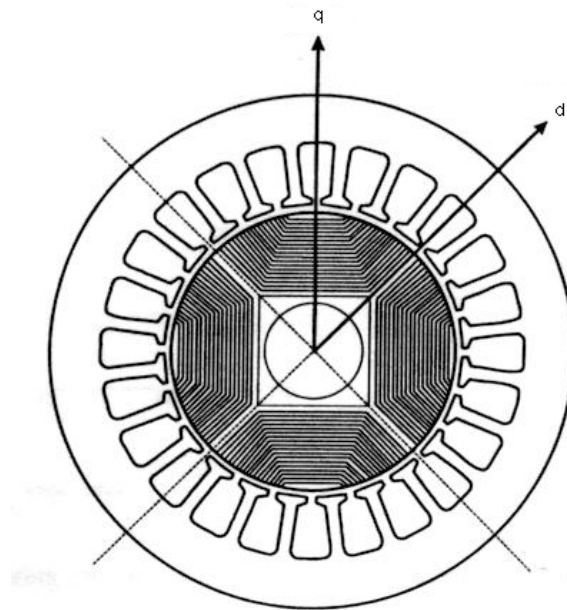


FIG. 1.4 – *Machine à réluctance variable laminée axialement*

Néanmoins, les machines à double saillance (stator et rotor) classiques sont toujours d'actualité. En France, ce domaine fait partie des travaux de prédilection du LESiR (cité auparavant) qui a permis à la société Valeo Systèmes Electriques de réaliser un alterno-démarrreur de ce type (Cf. figure 1.5).

Les machines à réluctance variable se comportent d'autant *mieux* que leur rapport de saillance est élevé. Dans la littérature, BOLDEA a réussi à réaliser une machine dont

3. Ecole Normale Supérieure de Cachan



FIG. 1.5 – Rotor d'une machine à réluctance variable à double saillance – alterno-démarreur Valeo-LESiR

le rapport de saillance atteint 20 [BOLDEA 92] mais la plupart des machines ont un rapport de saillance compris entre 5 et 14 ($5 < \xi < 14$).

1.1.5 Machines à aimants permanents surfaciques

Leurs caractéristiques principales sont l'absence de saillance ($\xi = 1$) d'une part et de très faibles inductances d'autre part. Leurs principales applications concernent la robotique et les entraînements à dynamique très élevée. De nombreux auteurs s'en servent comme références par rapport aux machines à aimants internes et ont donc mené des études poussées [SEBASTIAN 87, BOSE 88, VAS 90, ADNANES 91].

Le LEC et la société Valeo Systèmes Electriques ont réalisé un moteur de ce type pour véhicule électrique [FRIEDRICH 98] (Cf. figure 1.6).

Typiquement, ces machines possèdent un flux d'aimant normalisé⁴ compris entre 0.8 et 0.96 ($0.8 < \psi_{Mn} < 0.96$).

1.1.6 Machines à aimants permanents internes

Sont incluses ici les machines à aimants permanents internes (MAPI) à saillance *normale*, c'est-à-dire pour $\xi > 1$. C'est le type de machine que l'on trouve classiquement dans la littérature et il s'agit de notre référence pour cette étude. Les MAPI comprennent elles-mêmes des structures très diverses. On trouve :

1. Les machines à aimants insérés : basées au départ sur des structures à aimants surfaciques dont on aurait inséré les aimants dans le rotor. On peut se référer

4. Ce critère est explicité à la section 1.3.2. Il s'agit du rapport entre la FEM à vide à la vitesse de base et la tension d'alimentation maximale

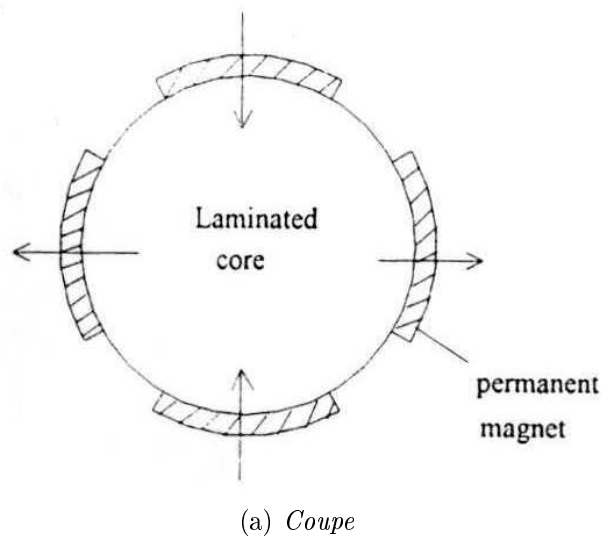


FIG. 1.6 – Rotor d'une machine à aimants permanents surfaciques

à [SEBASTIAN 87] et [XU 95] pour des études comparatives approfondies. La figure 1.7 nous montre une structure typique de rotor.

2. Les machines à aimants implantés radialement, souvent appelées machines à *concentration de flux* (Cf. figure 1.8).
3. Les machines à aimantation radiale : ce sont les seules appelées *Interior Permanent Magnet machine* dans la littérature. Etant les plus anciennes et les plus classiques, de nombreux articles leur sont consacrées : [JAHNS 86, JAHNS 87, SEBASTIAN 87, SCHIFERL 90, MILLER 89] pour les plus importants. Cette machine est beaucoup utilisée pour les applications liées à la traction électrique. La société Valeo Systèmes Electriques et le LEC ont développé une amélioration de ce type de machine pour une application alerno-démarreur [CHÉDOT 01]⁵.

La figure 1.9 montre deux rotors, le premier classique et le second développé au LEC.

5. et thèse en cours

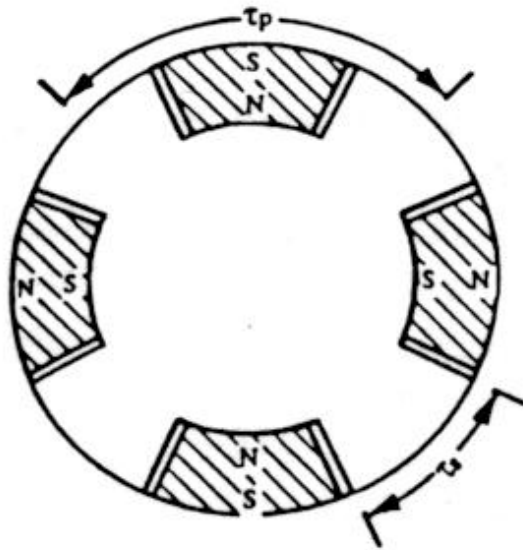


FIG. 1.7 – Rotor d'une machine à aimants permanents insérés

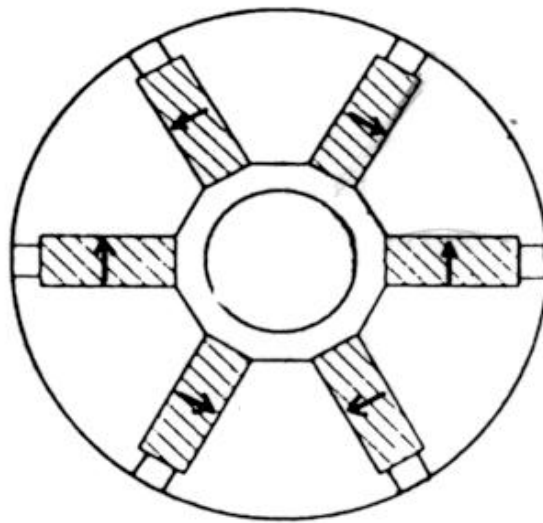


FIG. 1.8 – Rotor d'une machine à aimants permanents internes à concentrations de flux

1.1.7 Machines à aimants permanents internes à saillance inverse

Ces machines sont beaucoup plus récentes. On en trouve pour l'instant de trois sortes :

1. Une machine atypique réalisée par XU et ses collègues [XU 95] (Cf. figure 1.10)
2. Les machines à barrières de flux quadrature : tirées des machines à aimants surfaciques ou internes à concentration de flux dont on réduit l'inductance quadrature

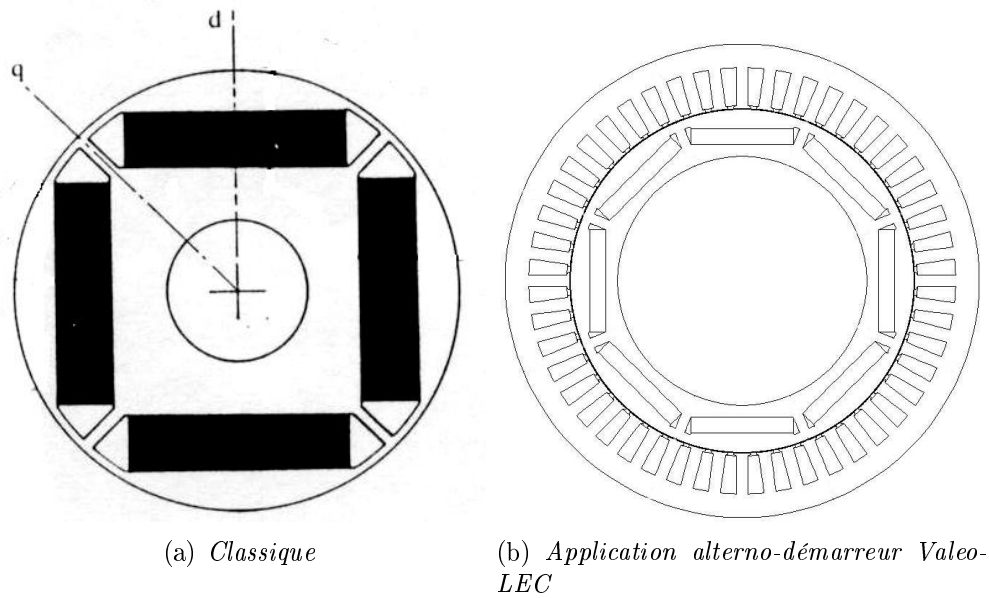


FIG. 1.9 – Rotor de machine à aimants permanents internes

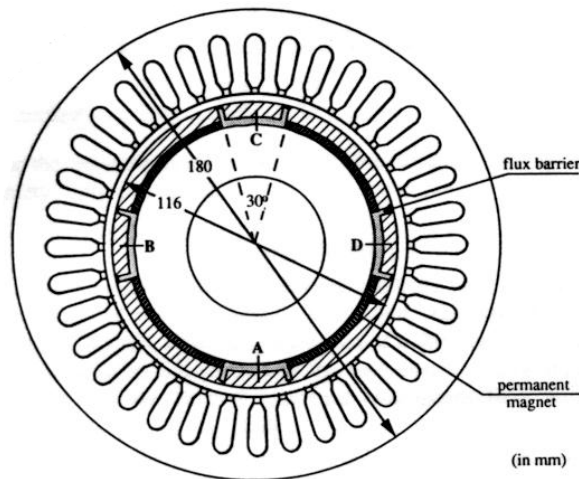


FIG. 1.10 – Machine à aimants permanents internes à saillance inverse (type Xu)

en insérant des barrières de flux. La figure 1.11 montre ce type de rotor.

Le rapport de saillance de ce type de machine descend difficilement en dessous de 0.4.

3. Les machines à double rotor : elles combinent le plus souvent un rotor de MAPS et un rotor de MRV. Selon la longueur de chaque partie du rotor et l'angle entre les axes directs respectifs, presque toutes les configurations (saillance et flux d'aimants) peuvent être obtenues. L'étude de CHALMERS [CHALMERS 96] présente et étudie toutes les possibilités de ces machines en terme de défluxage. La figure 1.12 représente la machine étudiée dans cet article.

Ce type de machine peut tout aussi bien être calculé de manière à avoir une

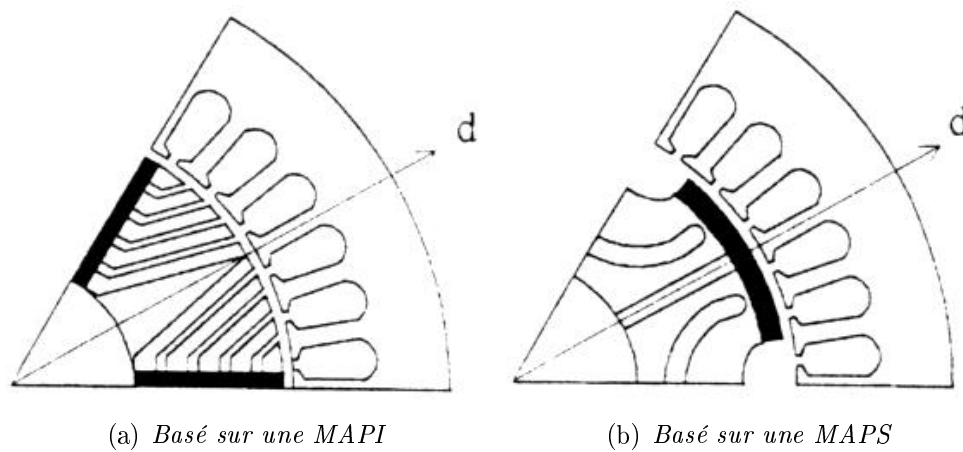


FIG. 1.11 – Rotor de machine à aimants permanents internes à saillance inverse à barrières de flux quadrature

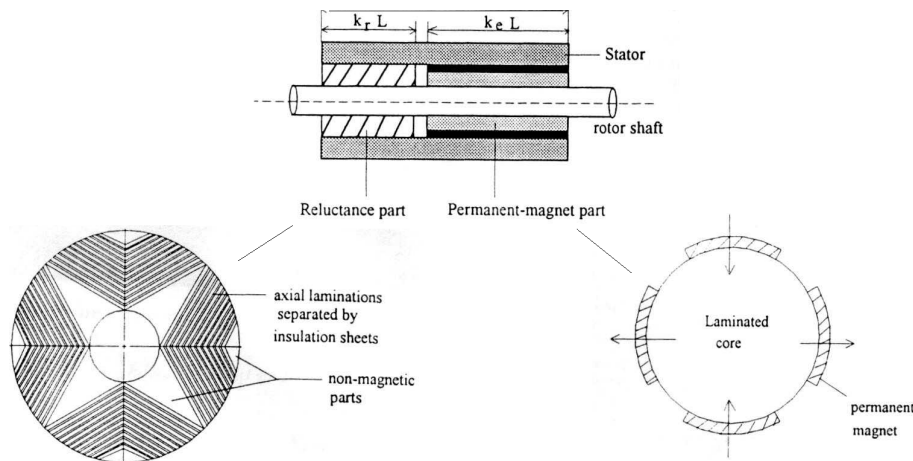


FIG. 1.12 – Machine à aimants permanents à double rotor

saillance normale ou inverse. Elle est plutôt placée dans la catégorie des machines à saillance inverse car les machines pouvant réaliser cette particularité sont plus rares.

1.2 Historique des machines synchrones à aimants permanents

1.2.1 Entraînements à vitesse variable

Les machines à aimants permanents connaissent leur premier essor dans les années 50 avec le développement des aimants Alnico. Pour la plupart, ces machines sont des alternateurs à aimants radiaux à *concentration de flux* (cf. 1.1.6). Le développement de

versions moteurs prendra plus de temps et ne sera formalisé que quelques années plus tard avec notamment [CAHILL 62]. Avec l'amélioration constante des matériaux durs, les moteurs à aimants permanents se multiplient de plus en plus, en particulier ceux possédant des cages d'amortisseurs permettant un démarrage asynchrone sur un réseau à fréquence fixe. On parle de *self-starting permanent-magnet synchronous motor*.

Au début des années 80, ces moteurs à aimants permanents se voient dotés d'une électronique de puissance, elle-même en pleine expansion. Ce type d'alimentation va permettre d'ouvrir le domaine des applications à vitesse variable aux machines à aimants. Les premières études importantes sur ce sujet ont commencé en France avec LAJOIE-MAZENC dans, par exemple, [LAJOIE-MAZENC 84, LAJOIE-MAZENC 85]. Il est intéressant de noter que dès cette époque, on remarque qu'une machine dont les aimants sont placés à l'intérieur du rotor présente des intérêts dans les applications à large espace de fonctionnements [HONSINGER 82].

Les études qui vont suivre vont traiter exclusivement de la zone de fonctionnement à couple maximum, c'est-à-dire pour des vitesses qui n'imposent pas de limite en tension. CHALMERS, HAMED et BAINES font une étude assez complète d'une machine à aimants internes, tant sur sa structure que sur ces performances, qui illustrent les préoccupations de l'époque [CHALMERS 85].

1.2.2 Défluxage et modes de commande

Ce n'est qu'à partir des études [SNEYERS 85, JAHNS 86, JAHNS 87, SEBASTIAN 87] que le fonctionnement au-delà de la vitesse de base est abordé. Ces auteurs introduisent la notion de *field-weakening* en référence aux machines à courant continu et aux machines synchrones à rotor bobiné qui peuvent travailler au-delà de la vitesse de base en réduisant le champ de l'excitation. Pour les machines à aimants, JAHNS précise qu'il convient mieux de parler de *flux-weakening*. En effet, ce *défluxage* consiste à utiliser la réaction d'induit pour réduire le flux de l'aimant dans l'entrefer sans pour autant, bien sûr, modifier son induction rémanente. Il est montré que les machines à aimants permanents internes possèdent des qualités structurelles favorables à ce type de fonctionnement. Cette aptitude est confirmée dans [BOSE 88] et surtout dans [SCHIFERL 90], où est menée la première étude *sérieuse* sur l'effet de la variation des paramètres des machines à aimants permanents internes. SCHIFERL et LIPO vont formellement déterminer le critère de design optimal en ce qui concerne les possibilités de défluxage. A savoir que : *sous le courant nominal, le flux créé par la réaction d'induit doit être capable d'annuler le flux de l'aimant dans l'entrefer*. Des machines réalisant ce critère peuvent en théorie atteindre une vitesse maximale infinie d'une part, mais surtout elles possèdent une plage de vitesse à puissance constante infinie également !

JAHNS, LIPO, puis VAS dans [VAS 90] vont proposer des méthodes pour prendre en compte la limitation en tension de ces machines et donc permettre aux machines de passer en mode de défluxage. Néanmoins, ce n'est qu'avec l'article de référence de MORIMOTO et de ses collègues : [MORIMOTO 90], que l'on distingue clairement les différents modes de fonctionnement des machines synchrones à aimants permanents internes. Ces modes sont :

1. mode I : zone de fonctionnement à couple maximum par ampère. Ce mode est uniquement limité par le courant maximum admissible par l'alimentation et/ou la machine. Il peut être maintenu tant que l'on dispose de la tension nécessaire pour conserver le contrôle des courants injectés.
2. mode II : c'est le mode de défluxage. Les courants sont contrôlés de manière à se trouver constamment en limite de tension et de courant. Les machines satisfaisant le critère de design optimal peuvent maintenir ce mode jusqu'à une vitesse infinie. Les autres peuvent soit le maintenir jusqu'à leur vitesse limite de fonctionnement, soit passer au mode suivant.
3. mode III : certaines machines peuvent en effet basculer dans la zone de fonctionnement à puissance maximale par volt et ainsi fournir du couple jusqu'à une vitesse infinie. En revanche, dans ce mode, elles ne sont plus en zone de puissance constante.

Ces trois modes et les équations qui les régissent seront traités dans une section ultérieure (cf. 1.3.4).

Désormais, tous les auteurs traitant du sujet reprendront cette classification en trois modes et les lois de commande qui en découlent. MORIMOTO lui-même applique sa théorie sur de nombreuses machines en incluant d'autres paramètres *pratiques* dans ces algorithmes. [MORIMOTO 93a, MORIMOTO 93b, MORIMOTO 94b, MORIMOTO 94a]

Du point de vue de la structure et du fonctionnement propre des machines à aimants (propriétés électromagnétiques, formes d'onde, détermination des paramètres importants), [MILLER 89] constitue l'ouvrage de référence à suivre et à consulter.

1.2.3 Etudes comparatives de référence

Fort des nombreux travaux réalisés sur le sujet, et appliquant les règles de MORIMOTO pour la commande, deux études remarquables vont être réalisées à un an d'intervalle : la première par SOONG et MILLER [SOONG 94], la seconde par MULTON [MULTON 95]. MILLER introduit une classification de machines où les machines à réluctances et celles à aimants surfaciques ne sont que des cas particuliers de la vaste catégorie des machines à aimants internes. Ces dernières, dont le fonctionnement est exprimé au travers de leurs équations de Park normalisées [SÉGUIER 94, MILLER 89, HARRIS 70], peuvent être caractérisées par deux paramètres : leur rapport de saillance (rapport de l'inductance quadrature sur l'inductance directe⁶) et leur flux d'aimant normalisé. Grâce à ces deux *outils*, un *IPM plan* (plan de paramètres des machines à aimants internes) ayant le flux et le rapport de saillance en abscisse et ordonnée (respectivement) permet de représenter l'infinité des machines existantes en fonction de critères de performances. Ces critères sont l'allure de la caractéristique couple-vitesse, le facteur de puissance, la puissance ou le couple maximal, etc. SOONG et MILLER généralisent ainsi la notion de

6. en fonctionnement linéaire

classe de machines à aimants utilisée auparavant : machines à réluctance, machines à aimants surfaciques et internes, à vitesse limitée ou infinie [SOONG 93b].

MULTON reprend le même type de paramètres et y ajoute la réaction d'induit normalisée (cf. 1.3.2) qui permet de quantifier la capacité de défluxage des machines. En fait, ce critère est une normalisation du critère de design optimal. On peut désormais voir immédiatement si une machine satisfait le critère de design optimal et si elle possède un mode III. Cette étude, comme la précédente, met l'accent sur l'influence des paramètres de la machine sur la plage de vitesse à puissance constante et sur le facteur de puissance, image d'une bonne (ou mauvaise) utilisation de l'onduleur. Ces deux articles sont à remarquer également pour leur revue de littérature extrêmement détaillée et le grand nombre de machines prises en compte dans leur classement.

1.2.4 Derniers développements

Depuis 1995, la plupart des études empruntent deux voies différentes. La première consiste à tenter d'augmenter le rapport de saillance des MAPI. C'est le cas des machines à multiples barrières [HONDA 98, MORIMOTO 01], et en particulier des machines laminées axialement [SOONG 95]. En fait, ces machines sont des machines à réluctance variable dans lesquelles on insère des aimants permanents fins. De cette manière, il est possible d'atteindre le critère de design optimal avec le minimum de contribution des aimants. On parle de machines à réluctances variables assistées par aimants permanents. Cette idée n'est pas nouvelle, LIPO et ses collègues en 1990 puis FRATTA et ses collègues en 1992 l'avaient déjà abordée dans le cadre du défluxage. La mise au point de MRV plus performantes a permis de réactualiser l'idée de départ. La seconde voie s'oriente dans le développement de structures à saillance inverse. MULTON présentait déjà dans [MULTON 95] des avantages à l'utilisation de ces machines, surtout du point de vue du facteur de puissance. Seuls XU et ses collègues [XU 95] disposaient alors d'une structure à aimant capable de réaliser cette caractéristique, mais au prix d'une réalisation très difficile. Depuis, les machines à double rotor [CHALMERS 96] et surtout les machines à barrières de flux quadrature [IONEL 95] permettent d'inverser la saillance et d'obtenir de *bonnes* caractéristiques plus facilement. Une étude comparative remarquable entre MAPI à saillance normale et inverse a été réalisée par BIANCHI, BOLOGNANI et CHALMERS en 2000 [BIANCHI 00]. Après un classement de machines synchrones⁷, une comparaison théorique (éléments finis) et pratique sur des machines à concentration de flux avec ou sans barrières de flux quadrature permet de cerner avantages et inconvénients de ces machines et surtout de distinguer le contexte d'applications où elles sont privilégiées.

7. que nous avons repris section 1.1

1.3 Equations des machines synchrones, représentations de base, et commande classique

La particularité de cette étude réside dans l'importance des non-linéarités attachées à l'application alerno-démarreur. Nous verrons en détails l'ensemble de ces non-linéarités, le fait qu'on ne puisse pas les négliger et enfin le moyen de les intégrer dans une commande optimale efficace.

Cependant, dans un but pédagogique, nous allons prendre le temps de revoir en détail le fonctionnement des machines synchrones en régime linéaire. Nous allons, dans cette section, négliger la saturation magnétique et les différentes pertes. Cette approche *simplifiée* va nous permettre de mettre en évidence les différents modes de fonctionnement des machines synchrones à aimants, d'utiliser une représentation graphique très pratique pour la compréhension et de présenter simplement le principe de la commande optimale de ces machines.

1.3.1 Equations des machines synchrones (Park)

Pour établir ces équations, on néglige la saturation magnétique et les effets thermiques. On trouvera les démonstrations complètes et les explications dans [SÉGUIER 94]. Comme nous l'avons vu à la section précédente, les machines à aimants appartiennent à l'ensemble des machines synchrones. Du point de vue de leur commande, on peut très bien les considérer comme des machines à rotor bobiné mais à excitation constante. Pour ne pas briser le lien entre machine à rotor bobiné et à aimants, et pour laisser au lecteur la possibilité de faire cette comparaison, nous avons décidé d'indiquer les équations régissant les machines à rotor bobiné. Nous les trouverons entre parenthèses dans ce qui suit.

– Equations des flux :

$$\begin{aligned}\psi_d &= L_d i_d + \psi_M \\ (\psi_d &= L_d i_d + M_{af} I_f) \\ \psi_q &= L_q i_q\end{aligned}$$

– Equation des tensions :

$$\begin{aligned}v_d &= R_s i_d + \frac{d\psi_d}{dt} - \omega_s \psi_q \\ v_q &= R_s i_q + \frac{d\psi_q}{dt} + \omega_s \psi_d\end{aligned}$$

– Couple électromagnétique :

$$C_{em} = p(\psi_d i_q - \psi_q i_d)$$

– Puissance électrique :

$$P_e = v_d i_d + v_q i_q$$

En régime permanent et en intégrant les équations des flux, on obtient :

$$C_{em} = p[(L_d - L_q)i_d + \psi_M]i_q \quad (1.1)$$

$$(C_{em} = p[(L_d - L_q)i_d + M_{af}I_f]i_q) \quad (1.2)$$

$$v_d = R_s i_d - w_s L_q i_q \quad (1.3)$$

$$v_q = R_s i_q + w_s L_d i_d + w_s \psi_M \quad (1.4)$$

$$(v_q = R_s i_q + w_s L_d i_d + w_s M_{af} I_f) \quad (1.5)$$

$$P_e = v_d i_d + v_q i_q \quad (1.6)$$

$$I_{eff} = \sqrt{\frac{i_d^2 + i_q^2}{3}} \quad (1.7)$$

$$V_{eff} = \sqrt{\frac{v_d^2 + v_q^2}{3}} \quad (1.8)$$

On peut également travailler avec les valeurs efficaces de ces grandeurs en divisant chaque équation par $\sqrt{3}$. On différencie ces valeurs par une majuscule. Cela donne par exemple pour l'équation 1.4 : $V_q = R_s I_q + w_s L_d I_d + \underbrace{\frac{w_s \psi_M}{\sqrt{3}}}_E$.

La figure 1.13 représente ces tensions et ces courants dans le plan d-q.

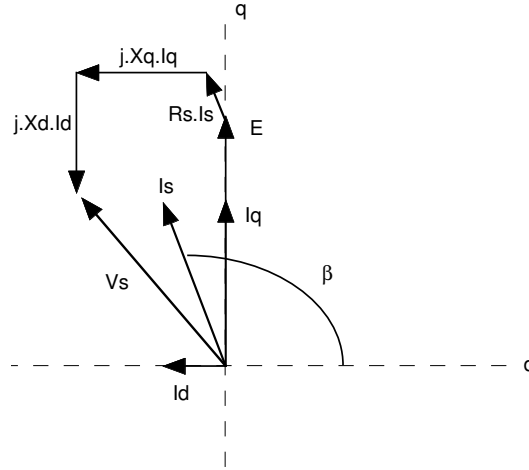


FIG. 1.13 – Vecteurs tension et courant dans le plan d-q

1.3.2 Equations normalisées et grandeurs caractéristiques des MAPI

Lors de la phase de calcul des lois de commande optimales, les équations normalisées n'apportent pas d'avantages particuliers. En revanche, en pré-étude, cette normalisation nous permet de comparer de nombreuses machines entre elles, même si leurs applications réelles sont très différentes. Ces grandeurs normalisées vont servir de support à une

représentation graphique des limites et des modes de pilotage des MAPI. Elles conduiront à introduire de nouveaux facteurs caractérisant les machines entre elles.

Equations normalisées

Dans cette partie, nous négligeons toujours la saturation magnétique et les effets thermiques. Ajoutons que nous négligeons désormais la résistance statorique et que nous considérons l'onduleur comme une source de tension parfaite limitée à la tension V_{lim} et qu'il peut délivrer un courant crête maximum égal à $I_{lim}\sqrt{2}$.

La machine, correctement pilotée, est capable de fournir un couple maximal sous le courant I_{lim} jusqu'à une certaine vitesse limite, dite de base, à partir de laquelle nous ne disposons plus de la tension nécessaire pour injecter ce courant. Ce point de fonctionnement est caractérisé par une tension de base $V_b = V_{lim}$, un courant de base $I_b = I_{lim}$ et la vitesse de base ω_b ⁸. (Ainsi que $I_{fb} = I_{flim}$). Nous allons définir des grandeurs normalisées par rapport à ces grandeurs de bases telles que : $\omega_n = \frac{\omega_s}{\omega_b}$, $V_n = \frac{V}{V_b}$, $I_n = \frac{I}{I_b}$, (et $I_{fn} = \frac{I_f}{I_{fb}}$). La figure 1.14 illustre cette normalisation.

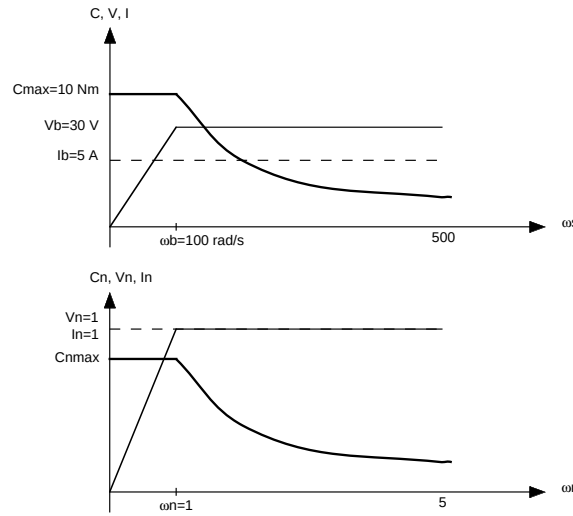


FIG. 1.14 – Espace couple-vitesse en vraies grandeurs et en grandeurs normalisées

De cette manière :

$$\begin{aligned}
 V_{dn} &= \frac{V_d}{V_b} \\
 &= \frac{-\omega_s L_q I_q}{V_b} \\
 &= -\omega_n \left(\frac{\omega_b L_q I_b}{V_b} \right) I_{qn} \\
 &= -\omega_n L_{qn} I_{qn}
 \end{aligned}$$

8. pulsation électrique

Et pour les mêmes raisons, on va être amené à poser :

$$L_{dn} = \frac{\omega_b L_d I_b}{V_b}$$

et

$$\psi_{Mn} = \frac{\omega_b \psi_M}{V_b \sqrt{3}}$$

$$(M_{afn} = \frac{\omega_b M_{afn}}{V_b \sqrt{3}})$$

afin d'obtenir : $V_{qn} = \omega_n L_{dn} I_{dn} + \omega_n \psi_{Mn}$ (et $V_{qn} = \omega_n L_{dn} I_{dn} + \omega_n M_{afn} I_{fn}$)

Enfin, en posant $C_b = 3p \frac{V_b I_b}{\omega_b}$ et $P_b = 3V_b I_b$, on obtient :

$$C_n = [(L_{dn} - L_{qn}) I_{dn} + \psi_{Mn}] I_{qn}$$

$$(C_n = [(L_{dn} - L_{qn}) I_{dn} + M_{afn} I_{fn}] I_{qn})$$

et

$$P_n = \omega_n [(L_{dn} - L_{qn}) I_{dn} + \psi_{Mn}] I_{qn}$$

$$(P_n = \omega_n [(L_{dn} - L_{qn}) I_{dn} + M_{afn} I_{fn}] I_{qn})$$

Résumé :

$$L_{dn} = \frac{\omega_b L_d I_b}{V_b} \tag{1.9}$$

$$L_{qn} = \frac{\omega_b L_q I_b}{V_b} \tag{1.10}$$

$$\psi_{Mn} = \frac{\omega_b \psi_M}{V_b \sqrt{3}} \tag{1.11}$$

$$(M_{afn} = \frac{\omega_b M_{af}}{V_b \sqrt{3}}) \tag{1.12}$$

$$V_{dn} = -\omega_n L_{qn} I_{qn} \tag{1.13}$$

$$V_{qn} = \omega_n L_{dn} I_{dn} + \omega_n \psi_{Mn} \tag{1.14}$$

$$(V_{qn} = \omega_n L_{dn} I_{dn} + \omega_n M_{af} I_{fn}) \tag{1.15}$$

$$C_n = [(L_{dn} - L_{qn}) I_{dn} + \psi_{Mn}] I_{qn} \tag{1.16}$$

$$(C_n = [(L_{dn} - L_{qn}) I_{dn} + M_{af} I_{fn}] I_{qn}) \tag{1.17}$$

$$P_n = \omega_n [(L_{dn} - L_{qn}) I_{dn} + \psi_{Mn}] I_{qn} \tag{1.18}$$

$$(P_n = \omega_n [(L_{dn} - L_{qn}) I_{dn} + M_{af} I_{fn}] I_{qn}) \tag{1.19}$$

Du fait de ces notations, on remarque que $I_{eff} = I_{lim} \iff I_n = 1$, que $V_{eff} = V_{lim} \iff V_n = 1$ (et que $I_f = I_{flim} \iff I_{fn} = 1$)

Pour plus de détails, on pourra se référer à [MILLER 89, HARRIS 70].

Grandeurs caractéristiques des MAPI

Nous allons maintenant mettre l'accent sur trois grandeurs qui nous permettent de classer et de comparer les différentes topologies des MAPI (et des MRV).

1. La première est le rapport de saillance :

$$\xi = \frac{L_{qn}}{L_{dn}} \quad \left(= \frac{L_q}{L_d} \right)$$

Il détermine l'importance de la saillance pour la machine et permet donc de distinguer les MAPI en fonction de leur saillance. Par exemple, les MAPS ont un rapport de saillance unité ($L_{dn} = L_{qn}$).

2. La seconde est le flux d'aimant normalisé ψ_{Mn} . Il détermine l'importance des aimants pour la machine, et permet de classer les MAPI en fonction de leur aimantation. Par exemple, les machines à réductance ont un flux d'aimant nul.

3. La troisième est la réaction d'induit normalisée :

$$r = \frac{L_{dn}}{\psi_{Mn}}$$

Elle permet de classer les MAPI vis-à-vis du critère de design optimal en terme de défluxage (cf. section 1.2.3). Une machine possédant ce type de design a la possibilité d'annuler entièrement le flux de l'aimant dans l'entrefer lorsque l'on injecte le courant limite dans l'axe direct. Ce critère correspond à $r = 1$, en terme de réaction d'induit normalisée. De la même manière, les machines ayant une vitesse maximale limitée sont caractérisées par $r < 1$. Elles n'ont pas la capacité d'annuler le flux de l'aimant dans l'entrefer, juste de le réduire. Enfin, les machines non optimales du point de vue du défluxage mais possédant un mode III sont caractérisées par $r > 1$. Elles sont capables d'annuler le flux de l'aimant mais avec un courant direct inférieur au courant limite. Une partie des possibilités offertes par l'alimentation n'est pas utilisée.

1.3.3 Représentation graphique des limites et des modes de pilotage des MAPI

L'alternateur fonctionnant à des niveaux de saturation et pour des limites (courant, tension) fortement variables, cette approche linéaire ne peut pas s'appliquer mais elle permet une analyse des différentes limites et modes de pilotage de la MAPI. Classiquement, ces différentes limites sont représentées dans un repère i_d, i_q . Le but de ce paragraphe est de mettre en valeur et de justifier cette représentation graphique des différentes grandeurs électromécaniques dans le plan d-q souvent employée dans les ouvrages de référence [JAHNS 87, SCHIFERL 90, MILLER 89, MORIMOTO 90, MULTON 95, SOONG 94]. Cette représentation est parfois appelée *circle diagram*. Elle fait apparaître trois types de grandeurs : les limites physiques, les isocouples et les trajectoires optimales.

Limites physiques

Les limites physiques sont constituées par le courant et la tension d'alimentation. Le courant est limité par l'onduleur ou par des considérations thermiques dans la machine. La tension est limitée par la valeur maximum de la tension du bus continu.

- La limite de courant est un cercle de centre O et de rayon unité. En effet :

$$I_{dn}^2 + I_{qn}^2 = 1$$

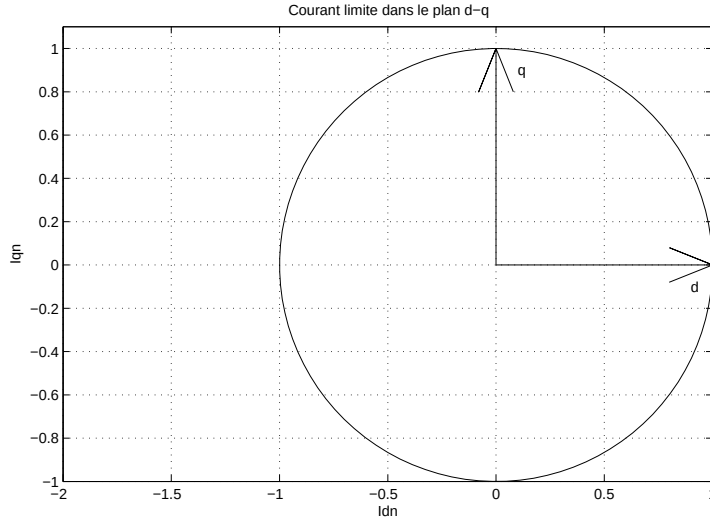


FIG. 1.15 – Courant limite dans le plan d-q

- Les courbes de tension limites sont des ellipses de centre $(-\frac{\psi_{Mn}}{L_{dn}}, 0)$ dont les axes sont inversement proportionnels à la vitesse : (Cf. figure 1.16)

$$\begin{aligned} V_{dn}^2 + V_{qn}^2 &= 1 \\ (-\omega_n L_{qn} I_{qn})^2 + (\omega_n L_{dn} I_{dn} + \omega_n \psi_{Mn})^2 &= 1 \\ \left(\frac{I_{dn} + \frac{\psi_{Mn}}{L_{dn}}}{\frac{1}{\omega_n L_{dn}}} \right)^2 + \left(\frac{I_{qn}}{\frac{1}{\omega_n L_{qn}}} \right)^2 &= 1 \end{aligned}$$

Isocouples

Les courants i_d , i_q générants des couples constants forment des hyperboles définies par : (Cf. figure 1.17)

$$I_{qn} = \frac{C_n}{(L_{dn} - L_{qn})I_{dn} + \psi_{Mn}}$$

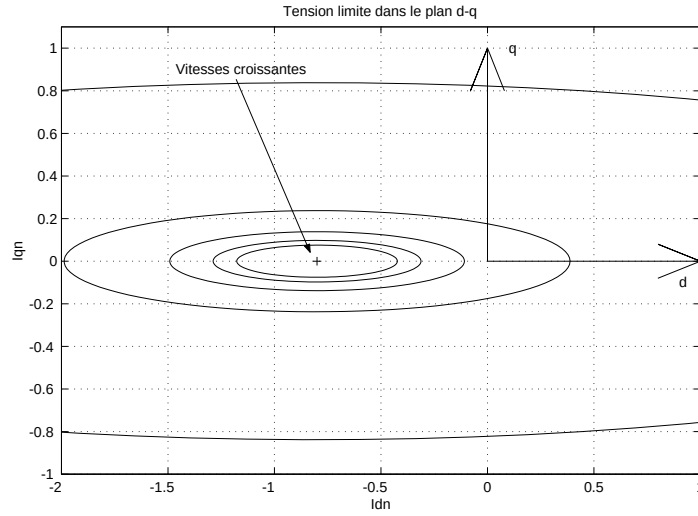


FIG. 1.16 – Tension limite dans le plan d-q

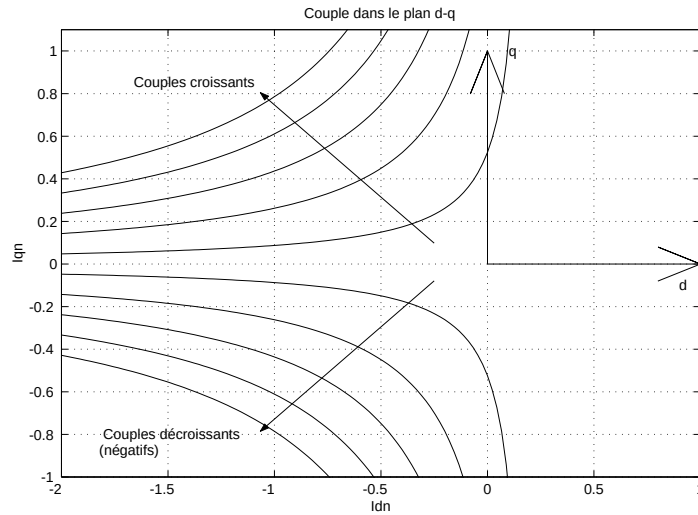


FIG. 1.17 – Couple dans le plan d-q

Trajectoires optimales

Le plan i_d, i_q est également propice à la représentation des trajectoires optimales : celle à couple maximum par ampère et celle à puissance maximale par volt.

- La trajectoire à couple maximum par ampère est déterminée en résolvant : (Cf. figure 1.18)

$$\frac{\partial C_n}{\partial I_{dn}} = 0$$

en prenant $I_{qn} = \sqrt{I_{eff}^2 - I_{dn}^2}$ dans l'expression du couple. Cela revient à résoudre

$(L_{dn} - L_{qn})I_{dn}^2 + \psi_{Mn}I_{dn} - (L_{dn} - L_{qn})I_{qn}^2 = 0$ d'où on tire :

$$I_{dn} = \frac{\psi_{Mn}}{2(L_{qn} - L_{dn})} - \sqrt{\left[\frac{\psi_{Mn}}{2(L_{dn} - L_{qn})} \right]^2 + I_{qn}^2} \quad (1.20)$$

La figure 1.18 représente la trajectoire donnée par l'équation 1.20 (en traits plein). Le point de fonctionnement P permet de visualiser l'intérêt de cette trajectoire : pour un couple donné (hyperbole de couple) le point de fonctionnement (couple (id,iq)) qui tire le moins de courant efficace se situe sur cette trajectoire. D'un autre point de vue, on constate que pour un courant donné (cercle centré à l'origine), le couple maximum réalisable correspond à une hyperbole tangente à ce cercle. Le point de tangence est sur la trajectoire à couple maximum par ampère.

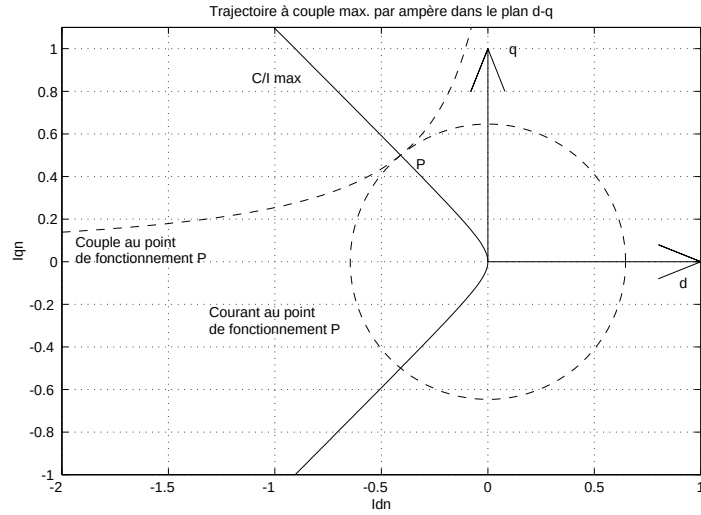


FIG. 1.18 – Trajectoire à couple max. par ampère dans le plan d-q

- Enfin, la trajectoire donnant la puissance maximale par volt est déterminée en résolvant : (Cf. figure 1.19)

$$\frac{\partial P_n}{\partial I_{dn}} = 0$$

en prenant $I_{qn} = \frac{1}{L_{qn}} \sqrt{\left(\frac{1}{\omega_n}\right)^2 - (L_{dn}I_{dn} + \psi_{Mn})^2}$ dans l'expression de la puissance.

En posant ([MORIMOTO 90]) $I_{dn} = \Delta I_{dn} - \frac{\psi_{Mn}}{L_{dn}}$, il est alors facile de trouver :

$$\begin{aligned} \Delta I_{dn} &= \frac{L_{qn}\psi_{Mn} - \sqrt{(L_{qn}\psi_{Mn})^2 + 3(L_{dn} - L_{qn})^2 \left(\frac{1}{\omega_n}\right)^2}}{3L_{dn}(L_{qn} - L_{dn})} \\ I_{dn} &= \Delta I_{dn} - \frac{\psi_{Mn}}{L_{dn}} \\ I_{qn} &= \frac{1}{L_{qn}} \sqrt{\left(\frac{1}{\omega_n}\right)^2 - (L_{dn}\Delta I_{dn})^2} \end{aligned}$$

La figure 1.19 représente cette trajectoire. On retrouve le même type de remarques que pour la trajectoire à couple maximum par ampère : pour une tension donnée (ellipse), le couple maximum réalisable correspond à l'hyperbole tangente à cette ellipse. Le point de tangence est sur la trajectoire à puissance maximale par volt. On notera que lorsqu'on fixe une ellipse de tension, on se donne également une vitesse de fonctionnement. De ce fait, à vitesse imposée, le point de fonctionnement donnant le couple maximum donne également la puissance mécanique maximale⁹. On parle toujours dans la littérature de puissance maximale par volt. Il ne serait pourtant pas faux de parler de couple maximum par volt.

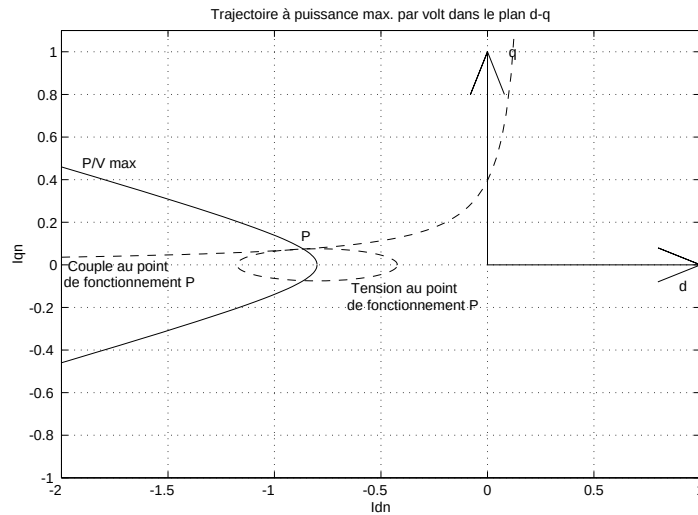


FIG. 1.19 – Trajectoire à puissance max. par volt dans le plan d - q

⁹. et la puissance électrique quand on néglige les pertes

1.3.4 Modes de commande

La commande des MAPI, telle qu'elle est étudiée classiquement [MORIMOTO 90], vise à maximiser la dynamique de la machine, c'est-à-dire à fournir le maximum de couple quelle que soit la vitesse de rotation du rotor. Cette commande prend en compte les limitations de l'alimentation pour ne jamais saturer l'onduleur et ainsi toujours garder le contrôle des courants injectés.

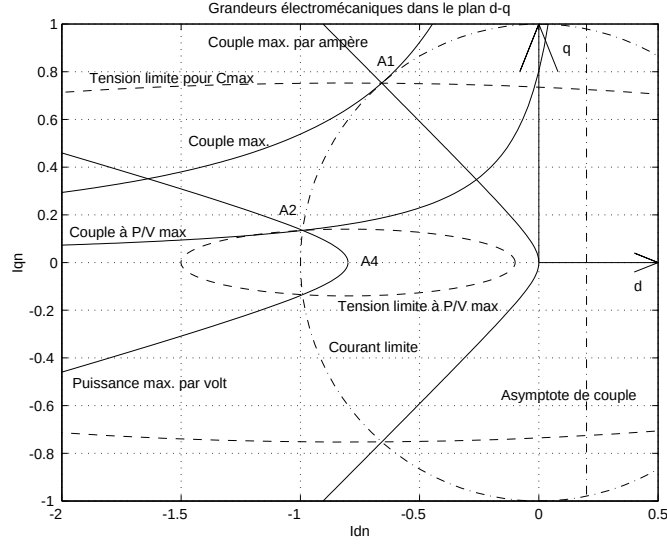
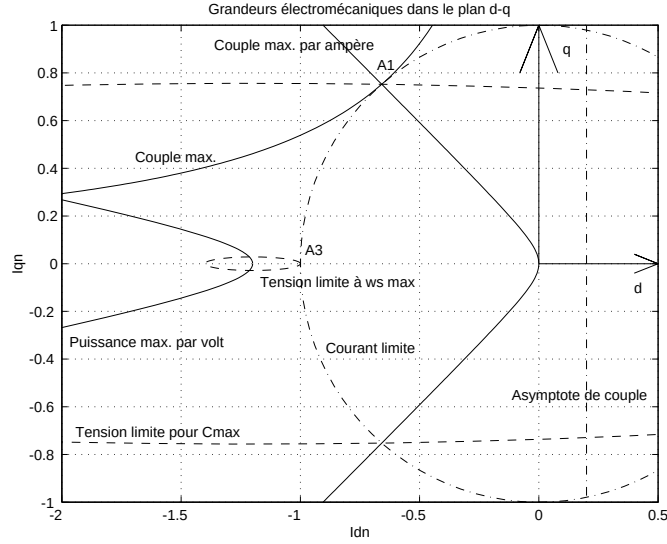
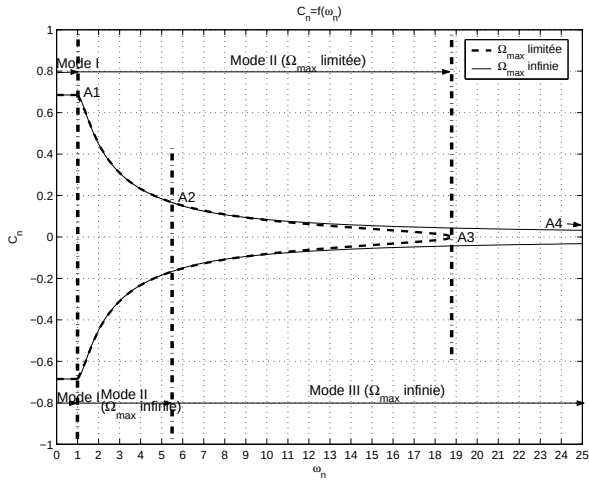
On peut ainsi mettre en valeur trois modes de fonctionnement pour obtenir ce couple maximum sous les contraintes de tension et de courant. Ils sont représentés sur les graphes de la figure 1.20 :

1. Mode I : on cherche à avoir le couple maximum en injectant le courant limite. On peut observer sur les figures 1.20(a) et 1.20(b) le lieu du vecteur courant correspondant au couple maximal pour un courant donné (OA1). Le point de fonctionnement limite correspondant au mode I est le point A1, intersection de la trajectoire à couple maximal et celle du courant limite. On peut maintenir ce mode jusqu'à une certaine vitesse, au-delà de laquelle on ne dispose plus de la tension nécessaire pour imposer les bons courants. Cette vitesse est la vitesse de base et correspond à $\omega_n = 1$. Ce mode correspond à la zone à couple constant (Cf. figure 1.20(c)).
2. Mode II : au delà de la vitesse de base, nous allons travailler en limite de tension et de courant, c'est-à-dire à l'intersection entre le cercle à courant limite et les ellipses de tension limites. Cela correspond à la trajectoire A1A2 ($r > 1$ – figures 1.20(a), 1.20(c) et 1.20(d)) et A1A3 ($r < 1$ – figure 1.20(b), 1.20(c) et 1.20(d)).
3. Mode III (*si disponible*) : nous avons également déterminé une trajectoire importante dans le plan d-q, la trajectoire correspondant à la puissance maximale pour une tension donnée. Nous remarquons que selon le type de machine, cette trajectoire est incluse ou non dans le disque du courant limite. Cela dépend en fait des capacités de la machine en terme de défluxage et se traduit par $r > 1$ ou $r < 1$. Lorsque $r < 1$ (réaction magnétique d'induit faible – graphe 1.20 (b)), le mode de fonctionnement II est appliqué jusqu'à la vitesse maximale de la machine (limite en tension, courant I_{qn} nul – point A3) :

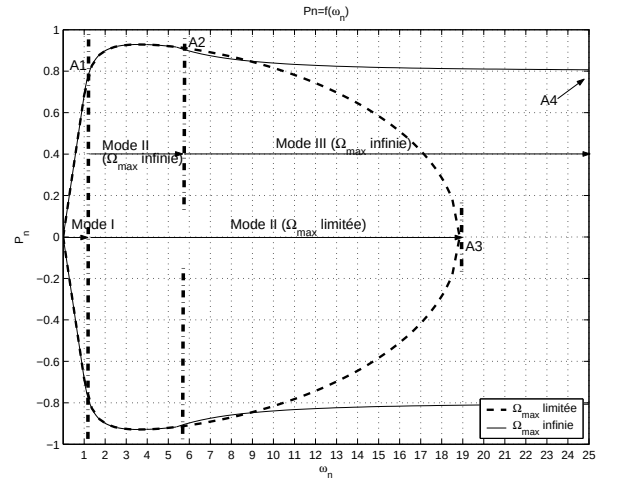
$$\omega_{n3} = \frac{1}{|\psi_{Mn} - L_{dn}|}$$

Au delà de cette vitesse, il n'est plus possible d'injecter de courant dans l'axe q et la machine ne peut donc plus délivrer de couple (figure 1.20(c)) ni de puissance (figure 1.20(d)).

En revanche, lorsque $r > 1$ (réaction magnétique d'induit forte – graphe 1.20 (a)), à partir d'une vitesse ω_2 (point A2) on peut basculer en mode III et suivre la trajectoire à puissance maximale par volt (A2A4 – figure 1.20(a)). Il est alors théoriquement possible d'atteindre une vitesse infinie tout en maximisant la puissance (figure 1.20(d)).

(a) Vitesse max. infinie ($r = 1.25$, $\xi = 5$, $\psi_{Mn} = 0.21$)(b) Vitesse max. limitée ($r = 0.83$, $\xi = 7$, $\psi_{Mn} = 0.2263$)

(c) Espace couple-vitesse



(d) Espace puissance-vitesse

FIG. 1.20 – Grandeurs électromécaniques dans le plan d-q.

1.3.5 Place de l'ADI-MAPI

Ces modes de commande donnent le principe du contrôle optimal des MAPI. Nous les avons présentés de manière global à l'aide des équations normalisées, illustrant ainsi tous les cas possibles de machines. Il serait maintenant intéressant de voir le comportement de l'ADI que nous étudions, et de lui appliquer directement ces modes de commande. Cette réflexion nous conduit à voir la limite de validité de ce fonctionnement en linéaire. Pour cela, nous allons regarder les grandeurs caractéristiques de notre machine, ainsi que les limites de fonctionnement d'un ADI :

- le rapport de saillance vaut $\xi = \frac{L_q}{L_d}$. Or, dans l'application réelle, la machine sature fortement et les inductances peuvent varier en fonction des différents courants dans la machine. De ce fait le rapport de saillance vaut :

$$\xi(i_d, i_q) = \frac{L_q(i_d, i_q)}{L_d(i_d, i_q)}$$

et varie en fonction des courants. Dans ces conditions, pour l'ADI, il peut facilement varier entre 2 et 4 ($2 \leq \xi \leq 4$) ;

- le flux d'aimant normalisé est une image du flux de l'aimant. On le considère souvent constant et égal au flux d'aimant à vide. Or, en présence des courants, la machine sature. Alors que les caractéristiques intrinsèques de l'aimant restent inchangées, les lignes de champ circulent dans un matériau plus saturé, et comme pour les inductances, le flux de l'aimant dans l'entrefer varie ;
- la réaction d'induit normalisée informe sur la capacité de défluxage de la machine. En équations standards (non normalisées), la calculer revient à faire le rapport entre le courant limite de l'application et le courant optimal de défluxage (celui qui annule le flux dans l'entrefer) :

$$r = \frac{I_{lim}\sqrt{3}}{\frac{\psi_M}{L_d}} = \frac{I_{lim}\sqrt{3}}{i_{d0}}$$

Nous voyons apparaître deux difficultés. La première concerne le calcul de ce courant optimal de défluxage. Du fait de la saturation, nous ne savons pas quelles valeurs de flux et d'inductance utiliser. Ce problème se résout en remarquant que le courant de court-circuit d'une MAPI tend vers le courant optimal de défluxage quand la vitesse augmente. Il est donc facile de le mesurer. La seconde concerne le courant limite de l'application. En effet, celui-ci n'est pas unique, il dépend du fonctionnement (démarrateur ou alternateur). Nous admettons qu'il existe donc deux réactions d'induit normalisées, une pour chaque mode de fonctionnement. Nous noterons que la machine est optimale en alternateur : le courant optimal de défluxage est strictement égal au courant limite en alternateur ;

- la limite en courant nous amène de suite aux autres limites de l'application réelle. La limite en tension, constante dans le cas idéal, varie fortement en mode moteur (variation de la tension aux bornes de la batterie) et est différente en mode

alternateur. De plus, une limite supplémentaire, la limite en puissance (due à la batterie), n'est pas traitée par les modes de commande présentés dans cette section.

Ces considérations ne remettent pas en cause l'utilité de la représentation dans le plan (i_d, i_q) et la décomposition de la commande en trois modes. Cet ensemble permet une compréhension assez rapide du fonctionnement des MAPI. En revanche, nous remarquons que ce type d'approche n'est pas envisageable pour une application réelle très contrainte du type alerno-démarrreur.

1.4 Prise en compte de la saturation

Il est très important de modéliser finement les flux dans une machine électrique. En effet, la connaissance des flux en fonction des courants injectés permet de déterminer les différentes grandeurs électriques (tensions, puissance) et électromécaniques (couple, puissance mécanique, rendement).

Reprenons les équations de Park des MAPI (cf. 1.3.1) :

$$v_d = R_s i_d + \frac{d\psi_d}{dt} - \omega_s \psi_q \quad (1.21)$$

$$v_q = R_s i_q + \frac{d\psi_q}{dt} + \omega_s \psi_d \quad (1.22)$$

$$C_{em} = p(\psi_d i_q - \psi_q i_d) \quad (1.23)$$

Ces équations requièrent deux hypothèses fondamentales :

- la sinusoïdalité des forces magnétomotrices (répartition sinusoïdale du bobinage) ;
- la répartition sinusoïdale des forces électromotrices, et donc des flux. Contrairement à la première hypothèse qui reste relativement juste quel que soit le cas, cette seconde hypothèse risque d'induire des erreurs lorsque la machine sera fortement saturée. Tout en gardant en mémoire cette limitation, nous avons décidé de conserver cette hypothèse et de la vérifier de manière indirecte en regardant la justesse des résultats expérimentaux.

Il est désormais important de mettre l'accent sur le fait qu'aucune autre hypothèse concernant la saturation magnétique, ou tout autre particularité magnétique n'est nécessaire. Ainsi, en disposant d'un modèle de flux *correct*, nous avons alors accès à toutes les grandeurs de la machine et à ses performances. On remarquera pour appuyer cette approche que la plupart des auteurs proposant un modèle de flux pour machines synchrones conservent la modélisation d-q (Cf. section suivante).

Remarque complémentaire sur le calcul du couple : l'équation 1.23 donne le couple électromagnétique moyen développé par la machine. Ce calcul se sert des flux évalués en tenant compte des deux hypothèses précédentes. Au même titre que pour les flux, ce calcul pourrait induire des erreurs pour certains points de fonctionnement où la machine est fortement saturée. Notons alors que la seule méthode précise pour calculer le couple dans ces conditions, est la méthode des travaux virtuels. Nous avons donc comparé les

résultats obtenus à partir de notre méthode à ceux donnés par la méthode des travaux virtuels pour quelques points de fonctionnement typiques. Les résultats nous ont semblé satisfaisants et nous avons décidé de conserver notre méthode moins délicate en terme de mise en oeuvre. Encore une fois, cette méthode sera vérifiée indirectement lors de la validation expérimentale.

1.4.1 Mise en évidence de la saturation

On trouve peu d'articles sur la modélisation des flux dans les MAPI. Seules quelques études récentes abordent le sujet. En revanche, l'étude de la modélisation des machines synchrones à rotor bobiné, et en particulier le thème de la prise en compte de la saturation, est beaucoup plus avancé.

Dès les années 70-80, on se rend compte de l'importance de la saturation sur les performances des turboalternateurs [FUCHS 73]. Le même type d'étude est réalisé sur différentes machines à pôles lisses [VAS 86] et à pôles saillants [KAMOUN 85, RICHTER 84]. Les modèles linéaires utilisés auparavant donnaient des résultats incohérents en comparaison avec les mesures, notamment sur l'angle de couple. Plusieurs études sont dédiées en partie ou même entièrement à la vérification expérimentale du phénomène de saturation et de couplage des axes [EL-SERAFI 88, RICHTER 84, CHALMERS 92, SOONG 93a, STUMBERGER 03].

1.4.2 Classement

De très nombreux modèles de flux existent, en fonction des spécificités de la machine étudiée et surtout, en fonction de l'auteur de l'étude. Chaque modèle apporte sa caractéristique propre mais globalement, tous se comportent à peu près de la même manière. LEVI a tenté dans [LEVI 99] de réaliser une classification exhaustive des modèles existants en les différenciant par les variables d'états mises en jeu (courants et flux divers). Sans rentrer dans le même niveau de détail, on peut déjà séparer les modèles dédiés à la conception de machine ou à l'optimisation de structure de ceux dédiés à la commande. Les premiers comprennent les modèles éléments finis [DHATT 84, Ced 96], les modèles à réluctances distribuées [OSTOVIC 89] et localisées [VOYANT 97, HWANG 01, CHÉDOT 01]. Le modèle éléments finis sert de référence à défaut de mesures sur une machine réelle mais ne peut en aucun cas servir de modèle direct pour la commande. Le temps de calcul est en effet bien trop long. Il en est de même des modèles à réluctances distribuées. Les modèles à réluctances localisées peuvent servir en conception mais n'apportent aucun avantage pour la commande étant donné que les paramètres structurels de la machine ne sont pas amenés à varier.

1.4.3 Modèles de flux pour la commande

La quasi totalité des modèles pour la commande se déduisent du modèle linéaire dans lequel on rend les inductances dépendantes des courants injectés et auquel on ajoute des flux supplémentaires pour rendre compte du couplage des axes :

$$\begin{aligned}\psi_d &= L_d(i_d, i_q)i_d + \psi_M + \psi_{dq}(i_d, i_q) \\ \psi_q &= L_q(i_d, i_q)i_q + \psi_{qd}(i_d, i_q)\end{aligned}$$

Les flux dus au couplage sont eux-mêmes souvent le produit d'un courant et d'une inductance de couplage constante [SNEYERS 85] ou variable [RICHTER 84].

La distinction entre les modèles devient ensuite propre à l'auteur. La plupart utilisent directement les grandeurs de bases (flux et inductances) [PARASILITI 89, XU 91, ARJONA LOPEZ 99, IDE 99, LEVI 99, LOVELACE 00] mais EL-SERAFI introduit dans [EL-SERAFI 88] une nouvelle notion de coefficient de saturation qui est encore largement utilisée à l'heure actuelle : $L_d = L_{dlin}S_d(i_d, i_q)$ et $L_q = L_{qlin}S_q(i_d, i_q)$. Concernant la saturation croisée, il recommande l'usage de *FEM couplées*. On pourra trouver de nombreuses références basées sur cette approche : [EL-SERAFI 92b, EL-SERAFI 92a, EL-SERAFI 93, MENU 96].

Une dernière parenthèse doit être faite à propos des modèles *dynamiques*. Certains auteurs souhaitent davantage connaître les grandeurs instantanées dépendantes du temps et développent des modèles qui s'adaptent plus facilement (prise en compte des dérivées temporelle). [VAS 90] synthétise l'ensemble de ce type d'approche. On notera que la plupart des auteurs tentent de définir un circuit électrique équivalent pour décrire les équations mises en jeu. On peut citer [BOLDEA 88, OJO 89] pour l'exemple. Cette approche est de moins en moins répandue. Elle était beaucoup plus importante avant que les machines autopilotées ne se développent car l'étude des transitoires faisait partie intégrante de la conception ou de la commande des machines. Plus récemment, on peut tout de même citer les études très complètes [TAHAN 95, MADEMLIS 01].

1.5 Prise en compte des pertes fer

Comme pour les flux, la connaissance des pertes fer dans la machine est très importante. L'alternateur fonctionne en alternateur la plus grande partie du temps. Dans ce mode, la gestion de l'énergie est primordiale et passe par le maintien d'un rendement élevé. Pour cela, il est nécessaire d'évaluer celui-ci correctement et donc de connaître toutes les pertes dans la machine, en particulier les pertes fer.

1.5.1 Séparation des pertes et induction sinusoïdale

Un modèle de pertes fer tente de donner une image macroscopique des phénomènes microscopiques qui ont lieu au sein du matériau (déplacement de parois, variation d'énergie interne, etc.¹⁰).

Classiquement, les modèles utilisés sont basés sur le principe de séparation des pertes : pertes par hystérésis (ou quasi-statique), et pertes dynamiques résultant essentiellement de la circulation des courants induits dans le matériau.

L'un des premiers modèles établis est celui proposé par PRY et BEAN [PRY 58] dans les années 50. Ce modèle reposait sur de nombreuses hypothèses contraignantes mais a quand même servi de base pour la plupart des suivants. BISHOP le reprend en allégeant les hypothèses sur les parois internes (nombre et largeur variable) [BISHOP 82].

10. Nous ne voulons pas aborder la physique des matériaux magnétiques. Pour cela, se référer à [BOSORTH 93]

En 1988, BERTOTTI conserve le principe de séparation des pertes mais utilise des outils statistiques pour formuler de manière plus précise chacune des différentes pertes. Le modèle utilisé donne de très bons résultats pour une excitation en champs sinusoïdaux et reste la référence [BERTOTTI 88]. Ce modèle donne pour l'expression des pertes spécifiques (pertes massiques) :

$$P_{fer} = \underbrace{C_0 f B_m^\alpha}_{hysteresis} + \underbrace{K_{cf} (f B_m)^2}_{Courants de Foucault} + \underbrace{C_1 (f B_m)^{\frac{3}{2}}}_{Par\ excès} \quad (1.24)$$

avec C_0 , C_1 et α propres aux matériaux et déterminés grâce aux données constructeurs ($\alpha \simeq 2$) ; $K_{cf} = \frac{(\pi d)^2}{6 \rho m_v}$ (d , ρ et m_v : épaisseur, résistivité et masse volumique d'une tôle) ; f représente la fréquence du champ sinusoïdal, B_m sa valeur crête.

La prise en compte des pertes par excès permet de corriger la valeur donnée aux pertes dynamiques, attribuées jusque là aux seules pertes par courants de Foucault.

La majorité des modèles basés sur la séparations des pertes et développés à ce jour repose sur le modèle de Bertotti.

1.5.2 Induction non sinusoïdale

Le modèle précédent a comme seul défaut de considérer l'induction sinusoïdale. or, il a été montré que, même avec une induction d'entrefer sinusoïdale, dents et culasse statoriques voient un champ tournant de formes différentes (trapèze, etc.) [BERTOTTI 91, ATALLAH 92, MILLER 94, TSENG 99]. Ce phénomène est encore plus vrai pour les machines à aimants fonctionnant en défluxage, l'induction prenant une forme très complexe.

Pour prendre en compte la forme de l'induction, certaines méthodes consistent à la décomposer en série de Fourier et à traiter chaque harmonique par la méthode de Bertotti [SCHIFERL 89]. D'autres tentent d'exprimer les pertes par courant de Foucault sans faire d'hypothèse sur la forme du champ [SLEMON 90] (pertes volumiques) :

$$P_{cf} = \frac{d^2}{12\rho} \frac{1}{T} \int_0^T \left(\frac{dB}{dt} \right)^2 dt$$

L'auteur obtient des résultats très satisfaisant sur une machine à aimants permanent surfacique en fonctionnement à vide (induction trapézoïdale).

En 1992, ATALLAH introduit une formulation que l'on qualifiera de *méthode de Bertotti améliorée* et qui fait encore l'unanimité aujourd'hui (en séparation des pertes). On la retrouve exprimée légèrement différemment dans [DUMAS 93a, DUMAS 93b] et détaillée dans [DENG 99].

Dans un premier temps, les auteurs tentent d'exprimer l'ensemble des pertes dynamiques, courant de Foucault et excès, en fonction de la dérivée de l'induction (pertes volumiques) :

$$P_{dyn} = \frac{d^2}{12\rho} \frac{1}{T} \int_0^T \left(\frac{dB}{dt} \right)^2 dt + K_{exc} \frac{1}{T} \int_0^T \left(\frac{dB}{dt} \right)^{\frac{3}{2}} dt$$

Ensuite, ils tentent d'améliorer le calcul des pertes par hystérésis en prenant en compte les cycles mineurs : $P_{hyst} = k_{ch} K_h f B_m^\alpha$ avec

$$k_{ch} = 1 + \frac{c}{B_m} \sum_{i=1}^N \Delta B_i$$

avec $0.6 < c < 0.7$ et ΔB_i les variations locales de l'induction.

En résumé, le *modèle de Bertotti amélioré* peut se formuler (pertes volumiques) :

$$P_{fer} = \underbrace{k_{ch} K_h f B_m^\alpha}_{hysteresis} + \underbrace{\frac{d^2}{12\rho T} \int_0^T \left(\frac{dB}{dt} \right)^2 dt}_{\text{Courants de Foucault}} + \underbrace{K_{exc} \frac{1}{T} \int_0^T \left(\frac{dB}{dt} \right)^{\frac{3}{2}} dt}_{\text{Par excès}} \quad (1.25)$$

Si l'induction est sinusoïdale, l'expression devient :

$$P_{fer} = K_h f B_m^\alpha + \frac{(\pi d)^2}{6\rho} (f B_m)^2 + K_{exc} (f B_m)^{\frac{3}{2}}$$

et on retrouve la formulation classique de BERTOTTI.

1.5.3 Modélisation de l'hystérésis

Les dernières recherches sur les pertes fer reviennent au calcul de base :

$$P_{fer} = \frac{d}{dt} \left(\oint_{\text{cycle}} H dB \right)$$

Si on connaît parfaitement la relation reliant H à B (cycles d'hystérésis pour toutes valeurs de B), alors le calcul des pertes est très précis (pas d'hypothèse simplificatrice). Le but des nouvelles études est donc d'exprimer numériquement le champ H en fonction de l'induction B et de leur évolution dans le temps. Ce type de modèle demande de nombreuses mesures sur les tôles et requiert donc un équipement important. Les données constructeurs ne sont pas suffisantes. [BOTTAUSCIO 02] livre une première comparaison entre les modèles *classiques* et un modèle basé sur la connaissance du cycle d'hystérésis. Pour plus de détail, il est préférable de se référer aux nombreuses études actuellement en cours dans les laboratoires spécialisés (LEG¹¹, LESIR-SATIE).

Dans le cadre de notre étude, nous nous sommes orientés vers le *modèle de Bertotti amélioré*. Ce choix sera rappelé et justifié à la section 2.2.2.

1.6 Conclusion

Dans cette partie, nous avons pu comparer l'ensemble des machines synchrones, et en particulier celles à aimants permanents. Il apparaît que la structure à aimants internes est particulièrement intéressante pour l'application alerno-démarreur. Conçue de

11. Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble

manière optimale, elle permet de réduire considérablement l'induction dans l'entrefer, (i.e. défluxer la machine), sans trop réduire l'induction dans les aimants et sans utiliser une part trop importante du courant. Cette possibilité permet à la machine de fonctionner aux vitesses élevées requises pour un alerno-démarreur. La structure choisie crée, en outre, un effet de saillance important qui peut générer un couple de réluctance non négligeable, surtout en phase de démarrage.

Pour exploiter au mieux le couple de réluctance et pour défluxer la machine quand la vitesse augmente, nous avons vu qu'une commande appropriée était nécessaire. MORIMOTO a développé le principe de la commande optimale des MAPI. Les trajectoires optimales de courant ont pu être formulées en linéaire et de très bons résultats ont été obtenus sur des machines fonctionnant en deçà du niveau de saturation.

De nombreux auteurs ont mis en évidence l'importance de la saturation magnétique sur les performances et le contrôle de la machine. L'ensemble de ces résultats et la connaissance des contraintes dues à l'application alerno-démarreur nous conduisent à développer un modèle précis des flux dans la machine, applicable aux calculs des lois de commande.

Enfin, la gestion de l'énergie et donc le contrôle du rendement est un point primordial dans le contexte de l'étude. Toutes les sources de pertes doivent être prises en compte et approchées au mieux. Nous avons vu que l'étude des pertes fer dans les machines électriques n'est pas nouvelle et demande encore beaucoup d'investigations. Dans le cadre de notre étude, nous nous baserons sur des modèles déjà existants et ne requérant aucune mesure sur les matériaux magnétiques. Parmi ceux là, le *modèle de Bertotti amélioré* nous semble le plus approprié.

Chapitre 2

Commande optimale de la MAPI

Sommaire

2.1	Principe de la commande optimale	36
2.1.1	Nécessité d'une commande optimale	36
2.1.2	Commande en couple	36
2.1.3	Modèle de l'axe électromécanique	36
2.1.4	Calcul des grandeurs électromécaniques	38
2.1.5	Fonctions d'optimisation	39
2.1.6	Algorithme du calcul des lois de commande	40
2.2	Modèle de la MAPI	40
2.2.1	Flux	40
2.2.2	Pertes fer	45
2.3	Recherche de lois de contrôle optimales	45
2.3.1	Choix des modèles	45
2.3.2	Résultats typiques	46
2.4	Influence de la température	51
2.4.1	Contrôle optimal direct à température élevée	52
2.4.2	Contrôle optimal adaptatif à température élevée	53
2.5	Conclusion	54

Nous allons désormais aborder le calcul des lois de commande optimales. Après avoir rappelé notre approche, nous détaillerons les différents modèles utilisés pour décrire l'ensemble de l'axe électromécanique. Une attention particulière sera apportée sur le modèle de la machine, tant le modèle des flux (saturation et couplage des axes) que sur les pertes fer.

L'algorithme de calcul des lois de commandes optimales sera alors présenté et les performances attendues de la machine pourront être dévoilées. Une dernière étude nous montrera la robustesse de notre approche vis-à-vis de la température, et comment nous pourrions améliorer le système à l'avenir.

2.1 Principe de la commande optimale

2.1.1 Nécessité d'une commande optimale

Nous venons de voir dans la partie précédente que l'approche de MORIMOTO correspond à une commande optimale visant à minimiser le courant absorbé tout en respectant les limites de l'alimentation (tension et courant). Pour expliquer ses trois modes simplement et exprimer les trajectoires idéales par des expressions analytiques, de nombreuses hypothèses simplificatrices ont dû être faites : la saturation magnétique, la résistance statorique, les effets de la température et les différentes pertes sont négligés ; la tension d'alimentation est constante.

L'application alterno-démarrreur impose des modes de fonctionnement qui ne permettent jamais de rester dans le cadre de ces hypothèses. La machine est peu encombrante et doit développer de très forts couples, entraînant ainsi une saturation importante et non négligeable. L'énergie électrique est fournie par une batterie. La puissance maximale est donc limitée et la tension d'alimentation est faible et décroissante avec le courant prélevé. De par la nature des batteries, la quantité d'énergie électrique est elle-aussi fortement limitée. Enfin, en dehors même de l'échauffement de la machine, l'environnement de l'alterno-démarrreur – un moteur thermique d'automobile – place l'ensemble dans des conditions de températures fortement variables et pouvant passer par des extrema importants.

Dans ces conditions, et dans le but de réaliser une commande très précise visant à accroître le rendement, il devient prépondérant d'intégrer l'ensemble des non-linéarités de la machine et de son environnement au sein d'une commande adaptée. La solution que nous proposons est de reconstituer, de manière numérique, les trajectoires optimales que MORIMOTO a mis en valeur mais en utilisant des modèles précis de l'ensemble de la machine.

2.1.2 Commande en couple

La machine fonctionne en moteur et en générateur. Pour unifier son contrôle, elle est commandée directement en couple, les consignes de couples positives correspondant au mode moteur et vice-versa. Ces consignes sont élaborées par un superviseur prenant en compte la commande et les informations venant de l'ensemble du véhicule [FORGEZ 00a, FORGEZ 00b] par exemple.

La figure 2.1 représente le schéma de cette commande en couple. Les lois de contrôle ont la forme de tables contenant les valeurs des courants optimaux en fonction de la consigne de couple et de la mesure de vitesse.

2.1.3 Modèle de l'axe électromécanique

Machine

Le modèle de la MAPI sera étudié en détail dans la section 2.2. Quel que soit le modèle, la machine sera représentée par 3 fonctions non linéaires :

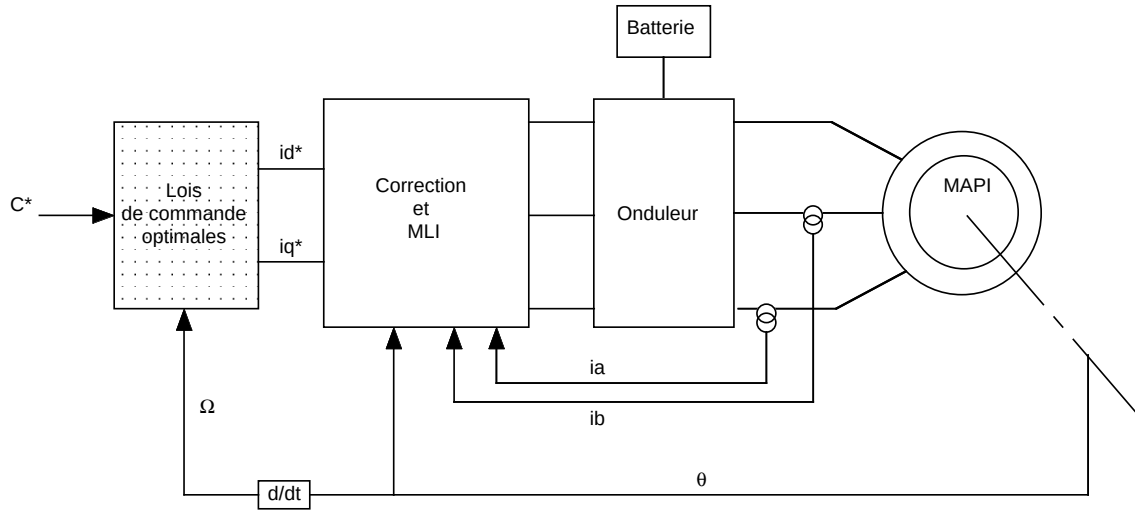


FIG. 2.1 – Principe de la commande en couple.

- $\psi_d(i_d, i_q)$ pour le flux direct ;
- $\psi_q(i_d, i_q)$ pour le flux quadrature ;
- $P_{fer}(i_d, i_q, \omega_s)$ pour les pertes fer.

Onduleur

L'onduleur est considéré comme idéal, son rendement est unitaire et il n'engendre pas de chutes de tension en charge. Si cela s'avère nécessaire, nous pourrions très facilement prendre en compte des chutes de tension constantes dues au comportement des interrupteurs et un rendement de l'ensemble du convertisseur, lui aussi constant. Un modèle plus complet de l'onduleur pourra toujours être intégré au calcul des grandeurs électriques [HOBRAICHE 05] mais son étude n'est pas envisagée dans notre propos.

Batterie

La batterie est modélisée par une source de tension E_b en série avec une résistance interne R_b (Cf. 2.2).

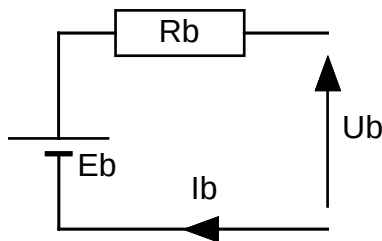


FIG. 2.2 – Modèle électrique de la batterie.

La puissance maximale délivrable par la batterie vaut :

$$P_{bmax} = \frac{E_b^2}{4R_b} \quad (2.1)$$

Des modèles plus complets, en développement [KUHN 04], seront intégrés à l'avenir.

En mode alternateur, la tension aux bornes de la batterie et donc de l'ensemble du réseau de bord est régulée autour d'une valeur constante qu'on appellera tension de charge. Dans ce cas, le modèle de batterie se résume à une tension V_{ch} . La puissance n'est plus limitée.

2.1.4 Calcul des grandeurs électromécaniques

A partir des modèles précédents, nous allons déduire l'ensemble des grandeurs, tant électriques que mécaniques. Rappelons à cet effet que toutes ces grandeurs seront nécessaires à l'optimisation des courants direct et quadrature ; ces deux courants sont donc considérés comme connus puisqu'ils sont imposés par le programme d'optimisation. La vitesse sera également imposée de manière à calculer les courants optimaux en chaque point de l'espace de fonctionnement.

De cette manière, connaissant i_d , i_q et la vitesse ω_s (et donc Ω et N), nous pouvons déterminer :

- le courant efficace,

$$I_{eff} = \sqrt{\frac{i_d^2 + i_q^2}{3}} \quad (2.2)$$

- les flux,

$$\psi_d = \psi_d(i_d, i_q) \quad (2.3)$$

$$\psi_q = \psi_q(i_d, i_q) \quad (2.4)$$

- les pertes fer et les pertes totales,

$$P_{fer} = P_{fer}(i_d, i_q, \omega_s) \quad (2.5)$$

$$P_{ertes} = P_{fer} + 3R_s I_{eff}^2 \quad (2.6)$$

- les couples, électromagnétique, de pertes, et utile respectivement,

$$C_{em} = p(\psi_d i_q - \psi_q i_d) \quad (2.7)$$

$$C_{fer} = \frac{P_{fer}}{\Omega} \quad (2.8)$$

$$C_u = C_{em} - C_{fer} \quad (2.9)$$

- les tensions,

$$v_d = R_s i_d - \omega_s \psi_q \quad (2.10)$$

$$v_q = R_s i_q + \omega_s \psi_d \quad (2.11)$$

$$V_{eff} = \sqrt{\frac{v_d^2 + v_q^2}{3}} \quad (2.12)$$

– les puissances électriques et mécaniques,

$$P_e = v_d i_d + v_q i_q \quad (2.13)$$

$$P_m = C_u \Omega \quad (2.14)$$

– le rendement,

$$\eta = \left(\frac{P_m}{P_e} \right)^{\text{sign}(C_u)} \quad (2.15)$$

– la tension aux bornes de la batterie,

$$U_b = \frac{E_b + \sqrt{E_b^2 - 4R_b P_b}}{2} \quad (2.16)$$

où P_b représente la puissance soutirée à la batterie. Elle est égale à la puissance électrique sur le rendement de l'onduleur.

En considérant les différentes tensions comme parfaitement sinusoïdales (pas de surmodulation) et le point neutre des enroulements stabilisés à $\frac{U_b}{2}$, la tension maximale disponible aux bornes de chaque phase vaut en valeur efficace :

$$V_{disp} = \frac{U_b}{2\sqrt{2}} \quad (2.17)$$

2.1.5 Fonctions d'optimisation (objectif et contraintes)

Le but de la commande est d'injecter les courants qui permettront de fournir un couple désiré (consigne de couple) en respectant les différentes limites. De cette manière, nous exprimons un ensemble de contraintes. Comme nous l'avons vu avec la machine idéale, il existe une infinité de possibilités permettant de répondre à ces contraintes. Pour mettre en valeur une solution optimale, il est classique de chercher à minimiser le courant efficace. Dans notre optique de prendre en compte toutes les non-linéarités de la machine, nous allons plutôt nous attacher à minimiser l'ensemble des pertes.

Pour réaliser cette optimisation, nous utilisons les fonctions proposées par la *toolbox* d'optimisation de Matlab ([Mat 00b]), en particulier la fonction *fmincon* permettant d'effectuer une opération d'optimisation sous contraintes de fonctions non linéaires à plusieurs variables. Nous renvoyons au manuel d'utilisation pour l'explication de l'algorithme d'optimisation et de son fonctionnement. En tant qu'utilisateur de cet outil, la

difficulté réside dans le calcul des différentes grandeurs électromécaniques et dans leur mise en forme afin d'être utilisés directement par le programme d'optimisation. Nous allons maintenant présenter ces fonctions objectifs et contraintes utilisables par Matlab (et généralement par d'autres outils d'optimisation classiques).

Objectif

La fonction objectif f est égale à la somme de toutes les pertes :

$$f = P_{ertes} \quad (2.18)$$

Contraintes

Les contraintes sont exprimées par des fonctions g dépendantes des paramètres d'optimisation (les courants) qui doivent rester négatives.

- Le couple doit être égal à la consigne : $C_u = C^*$. Ainsi,

$$g_c = |C_u - C^*| - \epsilon |C^*| \quad (2.19)$$

ϵ est un pourcentage ($0 < \epsilon < 1$, typiquement $\epsilon = 10^{-2}$) définissant la précision (l'égalité parfaite étant impossible numériquement).

- Le courant doit être inférieur à la limite : $I_{eff} < I_{lim}$. Ainsi,

$$g_i = I_{eff} - I_{lim} \quad (2.20)$$

- La tension doit être inférieure à la tension disponible : $V_{eff} < V_{disp}$. Ainsi,

$$g_v = V_{eff} - V_{disp} \quad (2.21)$$

- La puissance électrique doit être inférieure à la puissance maximale délivrable par la batterie : $P_e < P_{bmax}$. Ainsi,

$$g_p = P_e - P_{bmax} \quad (2.22)$$

2.1.6 Algorithme du calcul des lois de commande

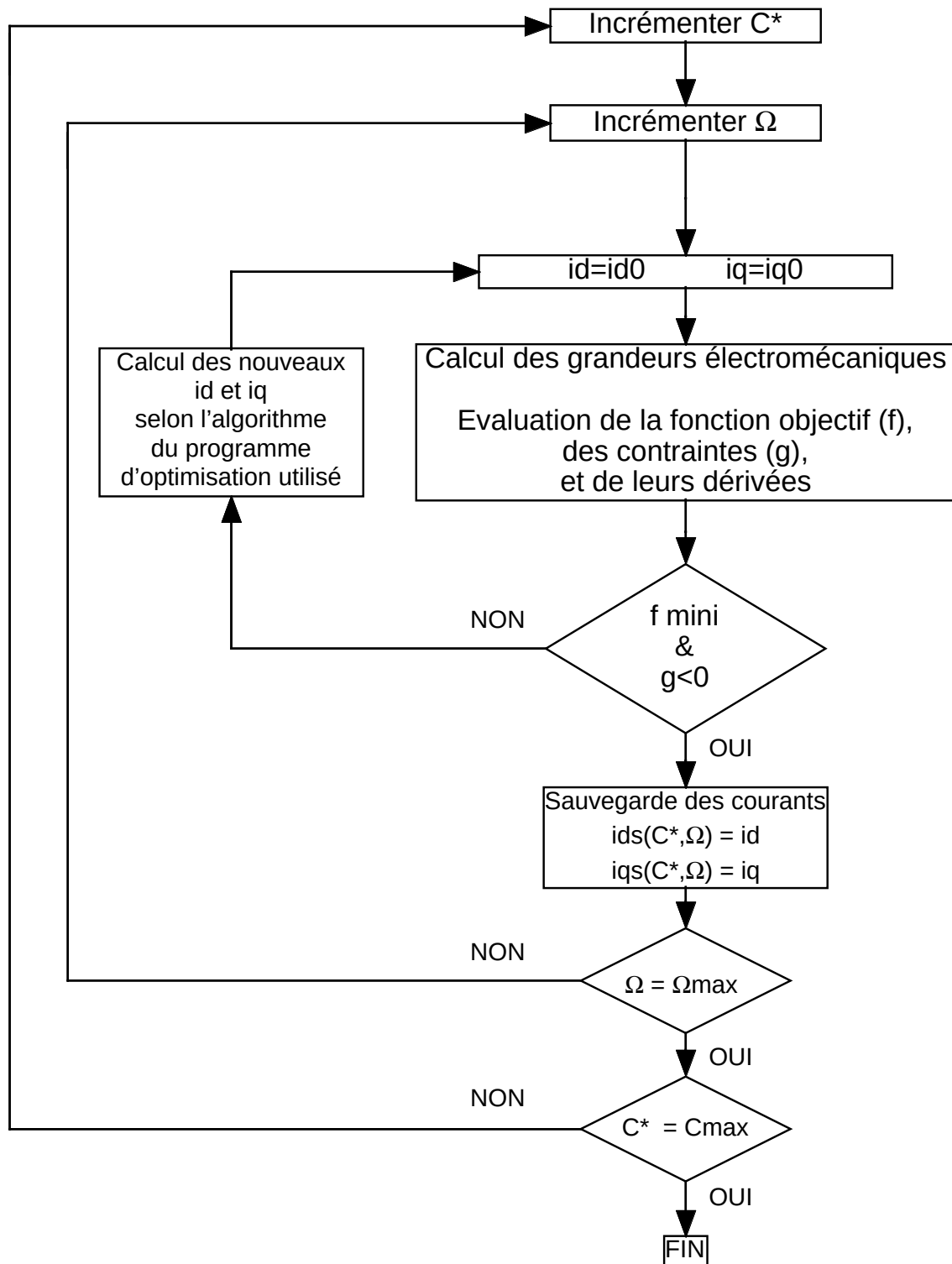
Cf. figure 2.3

2.2 Modèle de la MAPI

2.2.1 Flux

On décompose chaque flux en deux : un flux magnétisant prenant en compte les matériaux magnétiques utilisés et la géométrie de la machine et un flux de fuite dû aux têtes de bobines.

$$\begin{aligned} \psi_d(i_d, i_q) &= \psi_{md}(i_d, i_q) + L_\sigma i_d \\ \psi_q(i_d, i_q) &= \underbrace{\psi_{mq}(i_d, i_q)}_{\text{flux magnétisant}} + \underbrace{L_\sigma i_q}_{\text{flux de fuite}} \end{aligned} \quad (2.23)$$

FIG. 2.3 – *Algorithme du calcul des lois de commande.*

Les flux magnétisants sont déterminés par interpolation de calculs réalisés aux éléments finis sur le logiciel Flux2D [Ced 96]. L'inductance de fuite des têtes de bobines est

calculée par les formules empiriques classiques [LIWSCHITZ 67]¹.

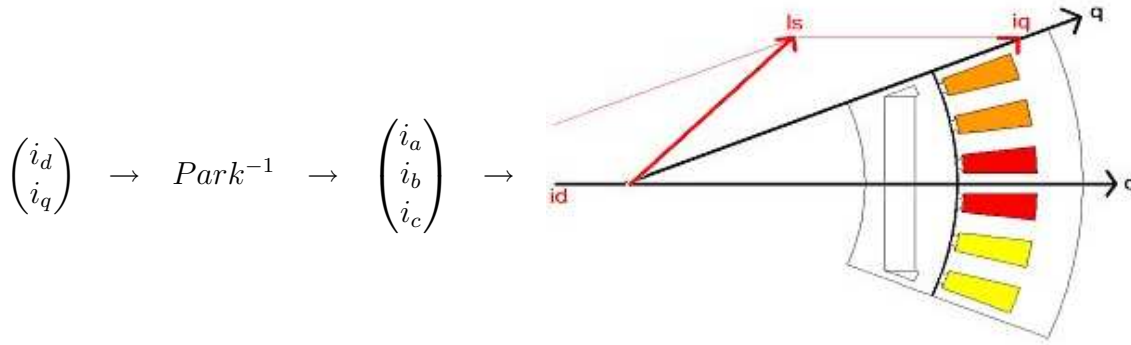
Calcul des flux aux éléments finis

Notre but est de connaître la valeur des flux direct et quadrature en fonction des courants direct et quadrature, en prenant en compte tous les phénomènes magnétiques présents : saturation due aux aimants et aux courants, effets couplés.

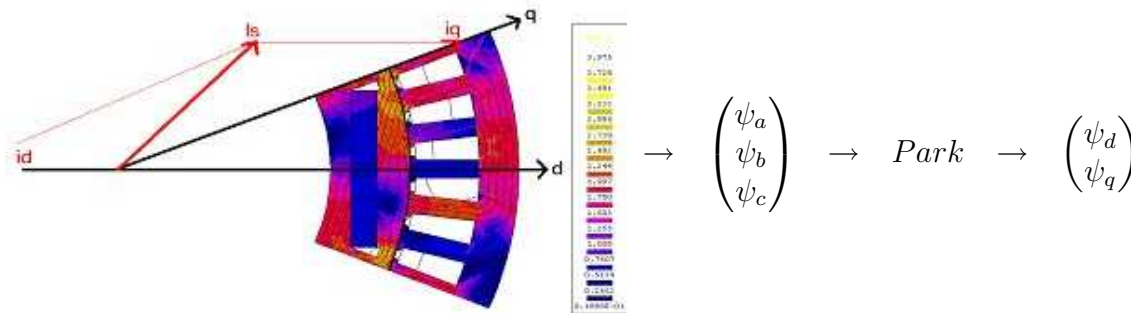
A ce stade, la notion d'inductance ne peut plus être utilisée. La valeur de chaque flux dépend de l'ensemble des sources dans la machine (aimants et courants). Or, une inductance est un coefficient reliant un flux au courant qui lui a donné naissance. Toutes les sources étant influentes en même temps, un tel coefficient n'a plus de sens.

Nous avons donc besoin d'un outil nous donnant la valeur des flux dans chaque axe lorsque toutes les sources (aimants et courants) sont en place. Pour cela, nous allons utiliser un logiciel de calcul par éléments finis (Flux2D dans notre cas).

La géométrie de la machine est décrite avec précision dans le logiciel. Celui-ci prend aussi en compte les caractéristiques réelles de chaque matériau (aimants, tôles, etc.). Pour des courants i_d et i_q donnés, et connaissant la position du rotor de la machine, la transformation de Park inverse nous donne les courants i_a , i_b et i_c à imposer dans chaque zone représentant les bobines a, b et c :



Après résolution, un outil de post-traitement nous permet de calculer le flux circulant à travers chaque bobine. La transformation de Park nous permet alors d'exprimer les flux direct et quadrature :



1. pages 64-91

Remarque : pour évaluer les flux des trois phases (ψ_a , ψ_b , ψ_c), nous utilisons la méthode classique aux éléments finis [IDA 97] :

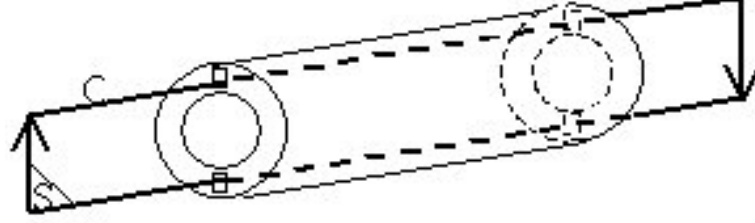


FIG. 2.4 – Trajectoire du potentiel vecteur

On applique le théorème de Stokes au potentiel vecteur $\vec{A}$:

$$\oint_C \vec{A} \cdot d\vec{l} = \int \int_S \vec{\text{rot}}(\vec{A}) dS \quad (2.24)$$

A est nul en dehors de la machine, donc l'équation 2.24 devient :

$$L_Z(A_+ - A_-) = \int \int_S \vec{B} dS = \Phi \quad (2.25)$$

Or, il est facile d'obtenir le potentiel moyen sur une encoche, ou sur l'ensemble des encoches d'une phase, grâce au logiciel éléments finis. Nous faisons de même pour les trois phases de la machine.

Tables de flux et interpolation

On réalise la simulation précédente pour un certain nombre de couples (i_d , i_q) de manière à disposer de la valeur de chaque flux sur l'ensemble de l'espace de fonctionnement des courants direct et quadrature (Cf. table 2.1).

TAB. 2.1 – Table des flux

(a) ψ_d					(b) ψ_q				
$i_q \backslash i_d$	0	...	...	$600\sqrt{3}$	$i_q \backslash i_d$	0	...	...	$600\sqrt{3}$
$-600\sqrt{3}$	...	...	...	...	$-600\sqrt{3}$	...	...	...	...
...	...	...	...	...	...	...	...	...	...
0	ψ_M	...	...	...	0	0	0	0	0
...	...	...	...	...	...	...	...	...	...
$600\sqrt{3}$	...	...	...	...	$600\sqrt{3}$	...	...	...	...

Ces tables sont représentées sous formes de graphiques 3D à la figure 2.5. Sur ces deux

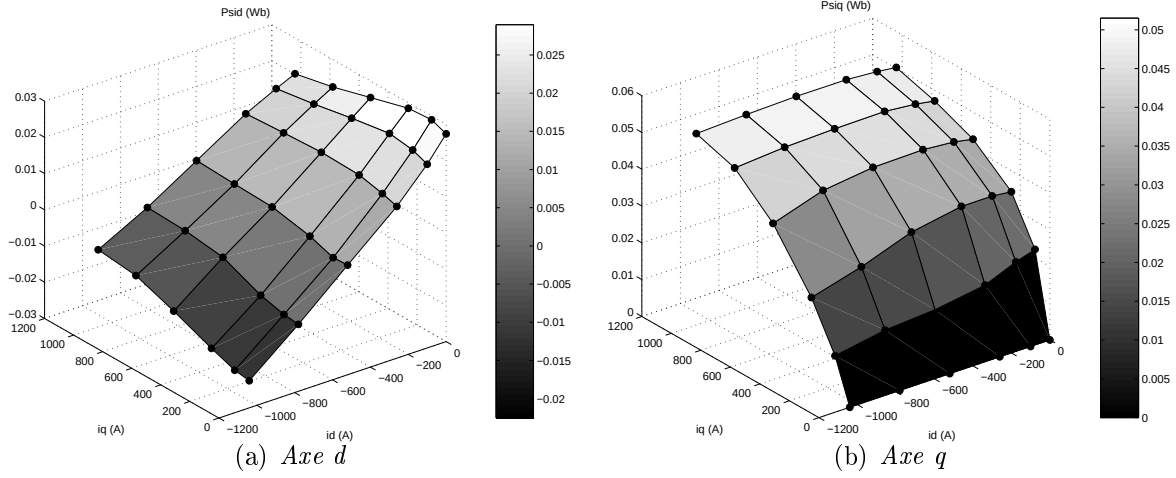


FIG. 2.5 – Flux fonction des courants

courbes, seule la composante positive du courant i_q est indiquée, les courbes sont symétriques pour des valeurs négatives :

$$\begin{aligned}\psi_d(i_d, i_q) &= \psi_d(i_d, -i_q) \quad \forall i_d < 0 \text{ et } i_q \in \mathbb{R} \\ \psi_q(i_d, i_q) &= -\psi_q(i_d, -i_q) \quad \forall i_d < 0 \text{ et } i_q \in \mathbb{R}\end{aligned}$$

Le flux dans l'axe q a une courbe de saturation classique en fonction du courant i_q . Mais, même aux faibles courants, on peut voir l'influence non négligeable du courant i_d . Dans l'axe d, le flux diminue avec l'augmentation (en valeur absolue) du courant i_d . Et quel que soit la valeur de i_d , la contribution de i_q provoque une variation de ψ_d , elle aussi non négligeable.

Grâce à des outils classiques d'interpolation 2D [Mat 00a], il devient ensuite très facile d'obtenir la valeur de chaque flux pour n'importe quelle valeur des courants i_d et i_q . Ces valeurs de flux prennent en compte, de manière intrinsèque, les phénomènes de saturation et de couplage des axes. Ils permettent de garder une précision très importante (celle des éléments finis) et ne font aucune hypothèse restrictive quant à la saturation (classique et croisée).

Remarque : cette méthode d'interpolation des tables de flux n'est pas sans rappeler la prise en compte de la saturation dans [FONSECA 00]. L'auteur utilise une *réductance* basée sur des calculs aux éléments finis qui prend en compte de manière précise la saturation et les effets de couplage. Cette *réductance* est, en fait, tout à fait similaire à nos tables de flux à la différence qu'elle prend des forces magnétomotrices (ampère-tours) en entrée, au lieu de prendre des courants (ampères). Un simple changement de variable² permet de passer des tables de flux aux *réductances*.

On peut retrouver cette présentation du modèle des flux dans [CHÉDOT 03b, CHÉDOT 04b].

2. $F_{dq} = N_s i_{dq}$, N_s : nombre de conducteurs principaux par phase

2.2.2 Pertes fer

L'idée d'un calcul relativement précis des pertes fer dans la machine est d'utiliser le *modèle de Bertotti amélioré* présenté à la section 1.5.2 :

$$P_{fer} = k_{ch} K_h f B_m^\alpha + \frac{d^2}{12\rho} \frac{1}{T} \int_0^T \left(\frac{dB}{dt} \right)^2 dt + K_{exc} \frac{1}{T} \int_0^T \left(\frac{dB}{dt} \right)^{\frac{3}{2}} dt$$

En connaissant l'évolution de l'induction en chaque point du stator sur une période électrique (pas polaire), il devient alors possible d'évaluer les pertes fer globales.

Pour cela, nous utilisons le logiciel Flux2D utilisé précédemment lors de l'évaluation des flux dans la machine. A partir d'une simulation dynamique sur une période électrique, le logiciel nous offre la possibilité de calculer les pertes fer à posteriori en utilisant une version légèrement simplifiée de la formule ci-dessus (pas de cycles d'hystérésis mineurs - $k_{ch} = 0$ - et $\alpha = 2$).

En chaque noeud du stator, l'induction est évaluée et mémorisée de manière à pouvoir calculer la dérivée instantanée et les deux intégrales conduisant à l'évaluation des différentes pertes.

La simulation précédente est réalisée à différentes vitesses de rotation et pour différents couples de courants (i_d , i_q). De cette manière, comme nous l'avons fait pour les flux, nous sommes capables de créer une *table de pertes fer* donnant ces pertes pour différentes vitesses et différents courants de l'espace de fonctionnement :

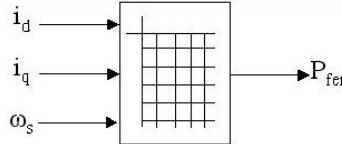


FIG. 2.6 – *Table de pertes fer*

Cette table est ensuite interpolée pour donner une estimation des pertes fer en chaque vitesse et pour chaque courant.

2.3 Application à la recherche de lois de contrôle optimales

2.3.1 Choix des modèles

Nous allons appliquer ces modèles dans le but de trouver les lois de commande optimales de l'alternateur en version intégrée (Cf. *Introduction*).

- Les différentes tables servant au calcul des flux et des pertes fer sont déterminées à partir de simulations aux éléments finis en prenant en compte la géométrie

exacte du prototype réalisé, ainsi que la caractéristique des matériaux utilisés. Ces simulations sont, pour l'instant, réalisées avec des données correspondant à une température de fonctionnement à froid (25°C).

- La résistance statorique de la machine est calculée à froid : $R_s = 6.1 \text{ m}\Omega$.
- En mode moteur, le courant est limité à la valeur maximale admissible par l'onduleur, soit 600 A efficace.
- La tension en mode moteur varie avec la tension batterie. Celle-ci est composée d'une FEM de 36 V en série avec une résistance interne de $40 \text{ m}\Omega$. La puissance maximale délivrable par la batterie vaut 8100 W .
- En mode alternateur, le courant est limité par la densité de courant maximale admissible dans la machine. Celle-ci est fixée à 10 A/mm^2 , ce qui correspond à un courant de 190 A efficace environ.
- Toujours en alternateur, la tension de l'étage continu, régulée, est considérée comme constante et égale à 42 V .
- Enfin, la plage de variation de la vitesse d'un alterno-démarrreur intégré correspond à la plage de vitesse d'un moteur thermique, soit $0 - 6000 \text{ tr/min}$.

2.3.2 Résultats typiques

Le résultat du calcul des lois de commande optimales consistent en deux tables de courants, la première pour i_d , la seconde pour i_q . Ces deux tables prennent en entrée le couple et la vitesse et donnent les courants optimaux à établir dans la machine. Le calcul réalisé lors de cette étude donne des tables de dimension 137×601 , équivalent à un pas de 2 Nm en couple et 10 tr/min en vitesse. Les figures 2.7 et 2.8 représentent ces deux courants dans l'espace de fonctionnement de la machine. Les remarques sur l'espace de fonctionnement seront faites à propos de figures suivantes. En ce qui concerne les courants, on peut faire trois remarques :

- l'évolution du courant dans l'axe q est assez *classique*. Il augmente avec le couple ;
- la répartition du courant direct fait apparaître deux zones importantes. La première est la zone fort couple à basse vitesse. Le courant dans l'axe d est très important, aussi élevé que le courant dans l'axe q . Ce point est la preuve que la machine, même fortement saturée, produit en couple de réluctance très important. En effet, en maximisant le couple, le programme d'optimisation a augmenté le courant i_d afin de profiter de l'effet de saillance ;
- La seconde est la zone de défluxage. Pour un couple donné, quand la vitesse augmente, on peut voir le courant direct augmenter (en valeur absolue). Par exemple, à 20 Nm , aux basses vitesses, le courant direct est d'environ -100 A . A partir de $x \text{ tr/min}$, il augmente pour dépasser -400 A . Ce courant sert à défluxer la machine

quand la vitesse augmente.

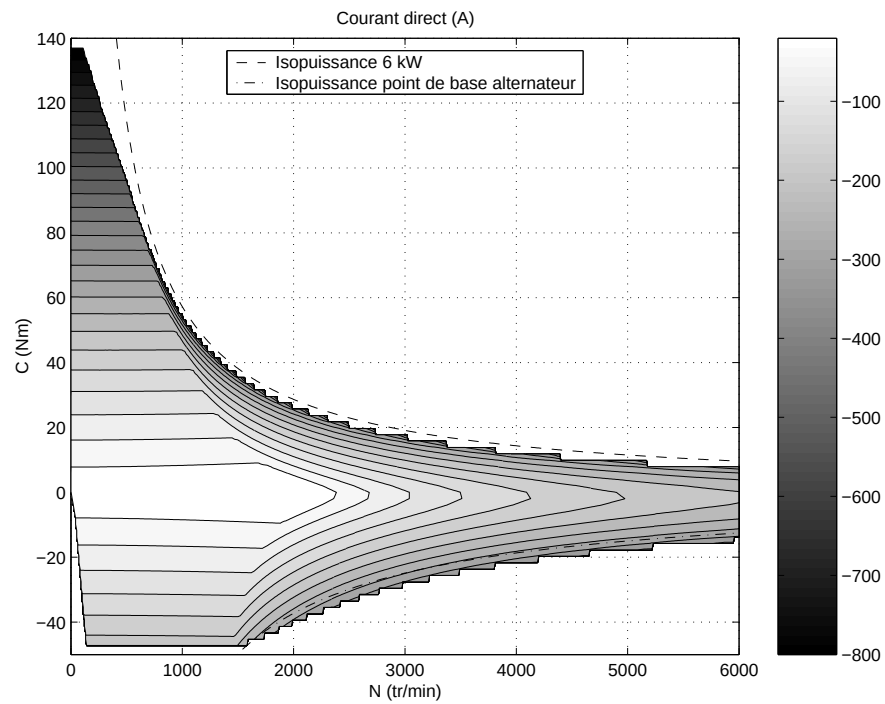


FIG. 2.7 – *Courant direct dans l'espace de fonctionnement (à froid)*

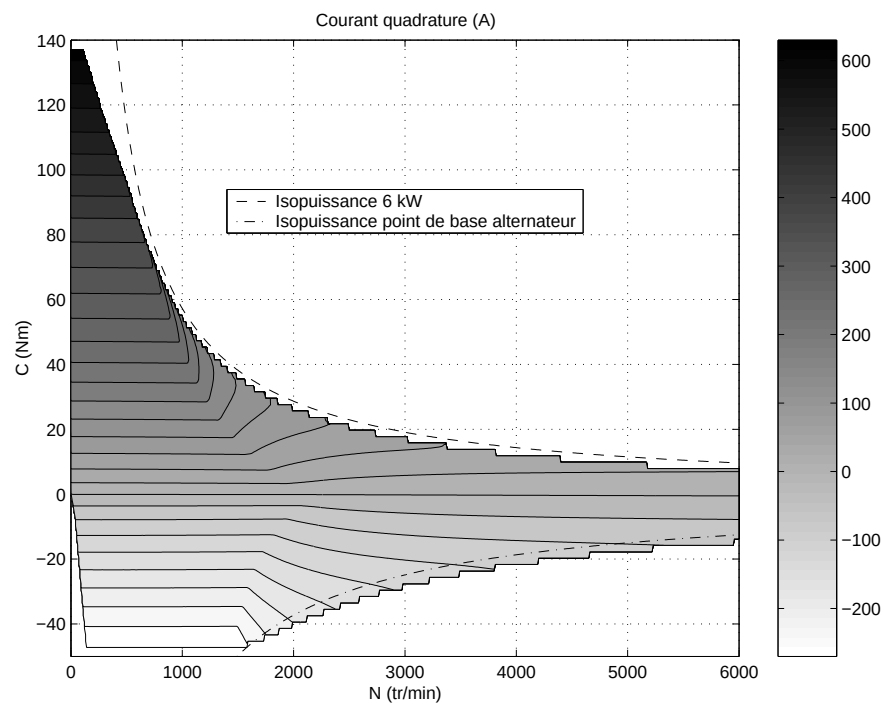


FIG. 2.8 – *Courant quadrature dans l'espace de fonctionnement (à froid)*

Par la même occasion, pour chaque couple et chaque vitesse de l'espace de fonctionnement, toutes les performances électromécaniques de la machine ont été calculées. Les figures 2.9 et 2.10 montrent rendement et puissance dans l'espace de fonctionnement de la machine. Les couples positifs représentent le mode moteur, les couples négatifs, le mode alternateur.

On peut remarquer plusieurs différences entre ces deux modes :

- le couple maximal est limité par le courant maximal admissible. En alternateur, ce courant est beaucoup plus faible, le couple s'en trouve réduit d'autant ;
- en mode alternateur, la vitesse de base et la surface couverte par l'espace de fonctionnement sont plus importantes. Le facteur le plus influant est la limite en tension. Celle-ci est plus contraignante en mode moteur et la tension diminue encore avec la puissance tirée sur la batterie. Même avec un modèle de batterie simple, on constate un écart important entre les deux modes ;
- enfin, on peut remarquer une zone inaccessible en mode alternateur basse vitesse. Dans cette zone, les pertes générées pour développer le couple suffisant seraient supérieures à la puissance mécanique disponible. Dans la pratique, cette limitation n'est pas gênante car cette vitesse est inférieure à celle du ralenti du moteur thermique.

Nota : suivant la topologie de la machine à aimants étudiée, on peut trouver le même genre de zone inaccessible à vitesse élevée pour les faibles couples. Les pertes, dues principalement à la circulation du courant direct nécessaire au défluxage, peuvent devenir supérieures à la puissance mécanique disponible. Avec la machine étudiée, ce cas assez fréquent n'apparaît pas.

Les figures 2.11 et 2.12 donnent les pertes totales et les pertes fer dans l'espace de fonctionnement de la machine.

- on trouve les pertes les plus importantes lors du démarrage. Les courants nécessaires pour développer ce couple sont à l'origine d'importantes pertes Joule ;
- Les zones de fonctionnement à faible vitesse et faibles couples sont celles qui génèrent le moins de pertes. Le fait d'avoir de faibles courants et une faible vitesse permet de réduire les pertes Joule et les pertes fer ;
- on notera une particularité des machines à aimants internes. A grande vitesse, nous sommes obligés de défluxer pour limiter la tension. Malgré ce fonctionnement sous flux réduit, on peut noter que les pertes fer sont toujours très grandes. En effet, même si le flux moyen dans l'entrefer est très faible, voire nul, la forme de l'induction dans l'entrefer n'étant plus sinusoïdale, le stator peut rester localement très saturé. Cette alternance de zones saturées et non saturées est à l'origine de cycle d'hystérésis mineurs et de circulations de courants de Foucault, donc de pertes fer. Pour illustrer ces propos, la figure 2.13 montre la répartition de l'induction

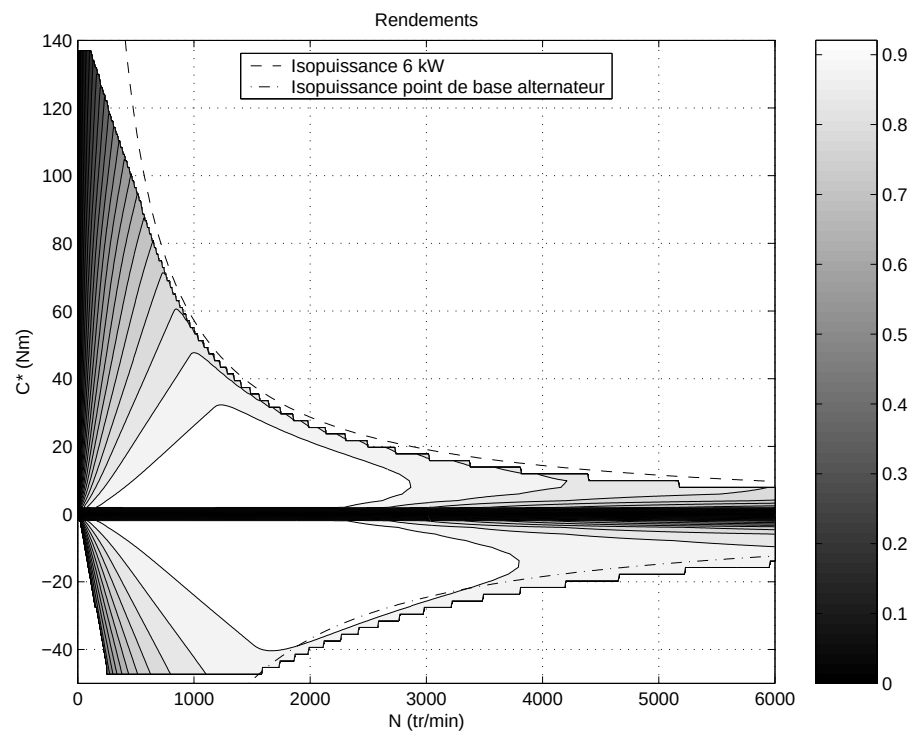


FIG. 2.9 – Rendement dans l'espace de fonctionnement (à froid)

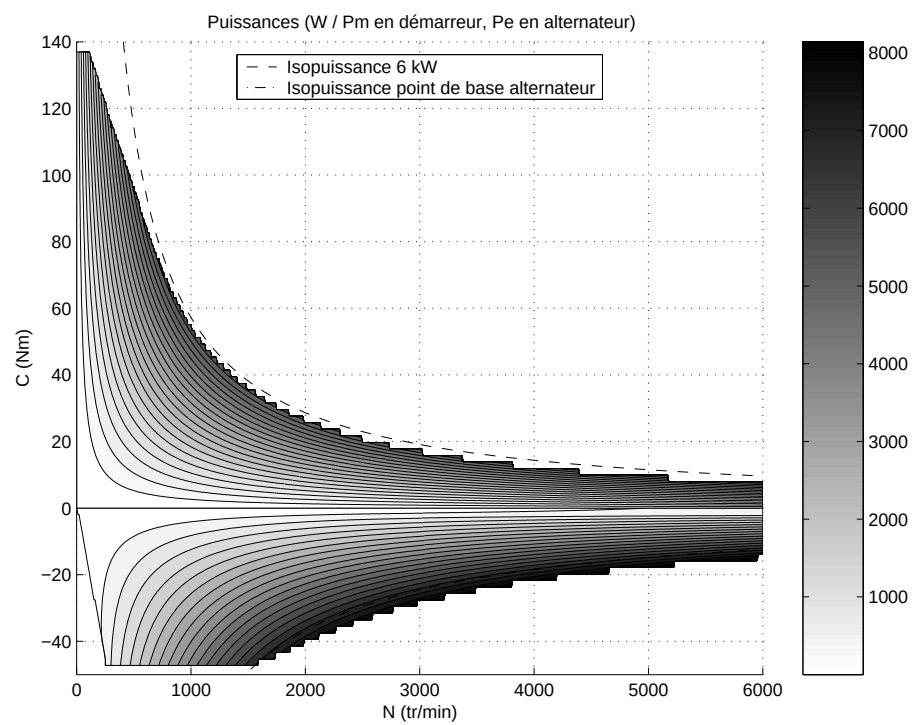
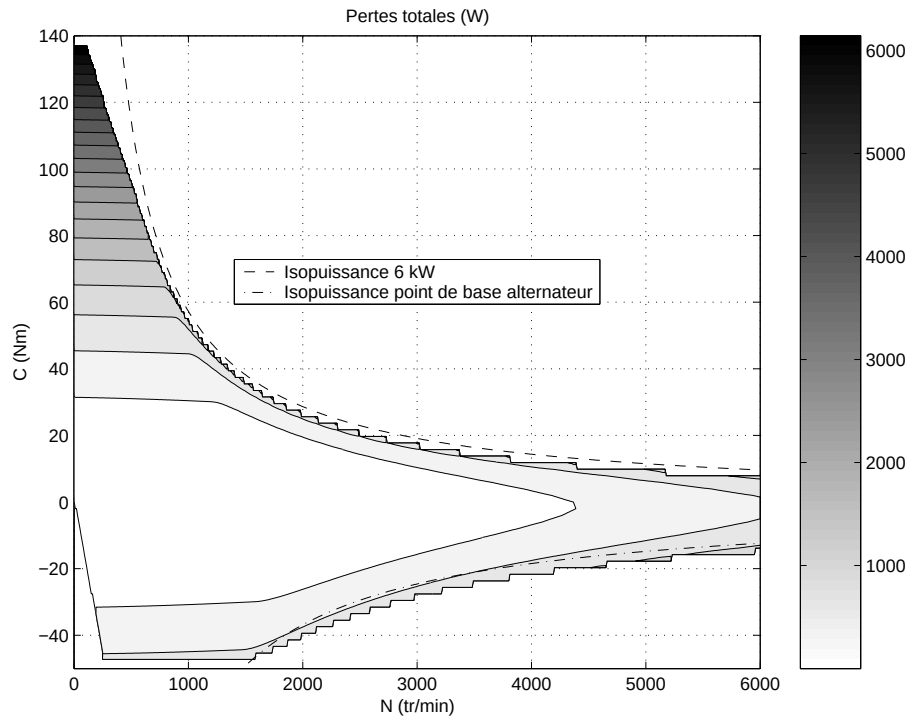
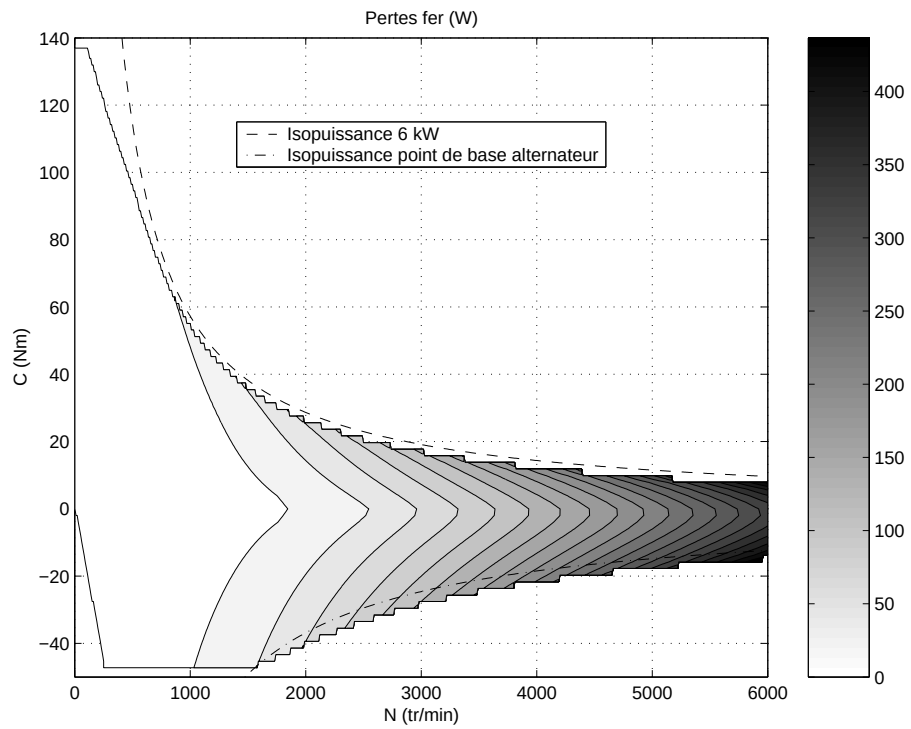


FIG. 2.10 – Puissance dans l'espace de fonctionnement (à froid)

FIG. 2.11 – *Pertes totales dans l'espace de fonctionnement (à froid)*FIG. 2.12 – *Pertes fer dans l'espace de fonctionnement (à froid)*

dans un pôle de la machine et le spectre de l'induction dans l'entrefer lors d'un fonctionnement défluxé (600 A efficaces dans l'axe d). On peut remarquer la valeur élevée de l'induction dans certaines dents et que les harmoniques de l'induction d'entrefer sont aussi importantes que le fondamental.

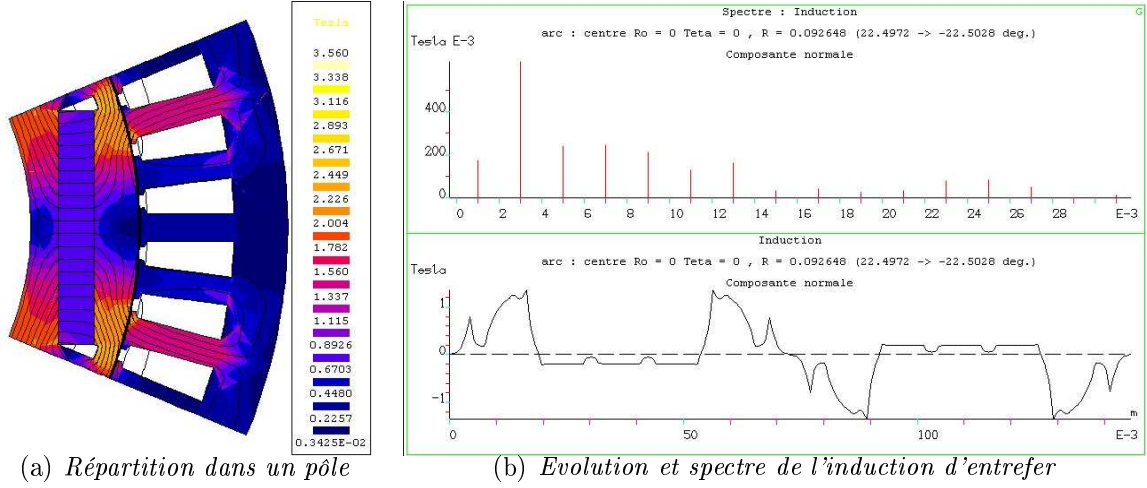


FIG. 2.13 – Induction en fonctionnement défluxé à couple nul ($i_d = -600\sqrt{3}$, $i_q = 0$)

On peut retrouver cette analyse dans [CHÉDOT 03b].

2.4 Influence de la température

Dans la section précédente, nous avons calculé les lois de commande optimales et évalué l'espace de fonctionnement à température ambiante. Or, l'alternateur subit des variations de températures importantes et est amené à fonctionner à des températures élevées (de 25°C à froid à 180°C à chaud). De ce fait, il est intéressant de regarder la robustesse des lois de contrôle optimales vis-à-vis de la température.

Physiquement, au niveau de la machine, la variation de température modifie la valeur de la résistance statorique (augmentation) et celle du flux dû à l'aimant (diminution du rémanent). Dans une première approche, nous n'allons prendre en compte que la variation de la température statorique (le rémanent étant considéré constant). Le but de l'étude est en effet de voir un premier impact de la variation de la température sur les lois de commande optimales. Une solution va être proposée dans ce cadre. Cette solution pourra être étendue à la prise en compte de tous les effets thermiques. Deux cas vont être traités : le contrôle optimal direct (COD) et le control optimal adaptatif (COA).

Lors du contrôle optimal direct, les lois de commande sont calculées à une température donnée et ne changent plus par la suite. C'est ce que nous avons fait à la section précédente, en calculant ces lois pour une température de 25°C. Nous appliquerons ces lois à une machine dont la résistance correspond à un fonctionnement à température élevée et nous observerons les conséquences sur le rendement et l'espace de fonctionnement.

Lors du contrôle optimal adaptatif, plusieurs lois de commande sont calculées pour différentes températures (i.e. différentes valeurs de résistances). En fonction de la mesure de température (thermocouple), seuls les courants adaptés à la température de fonctionnement sont appliqués. Nous verrons les performances obtenues à température élevée.

2.4.1 Performance du contrôle optimal direct en fonctionnement à température élevée

En pratique, l'alternateur-démarrreur est placé à côté du moteur thermique. La température ambiante peut fortement varier. A température élevée (180°C), la résistance passe de $6.1\text{ m}\Omega$ à $9.8\text{ m}\Omega$ (nous considérons que le rémanent reste, dans le cadre de cette étude, inchangé). Les lois de commande ayant été calculées pour une température faible, les courants optimaux pour cette température ne le sont plus pour une température plus élevée. La figure 2.14 montre la perte d'espace de fonctionnement et la variation de rendement lorsque l'on applique les lois de commandes précédentes à une machine fonctionnant à une température très élevée ($T = 180^{\circ}\text{C}$).

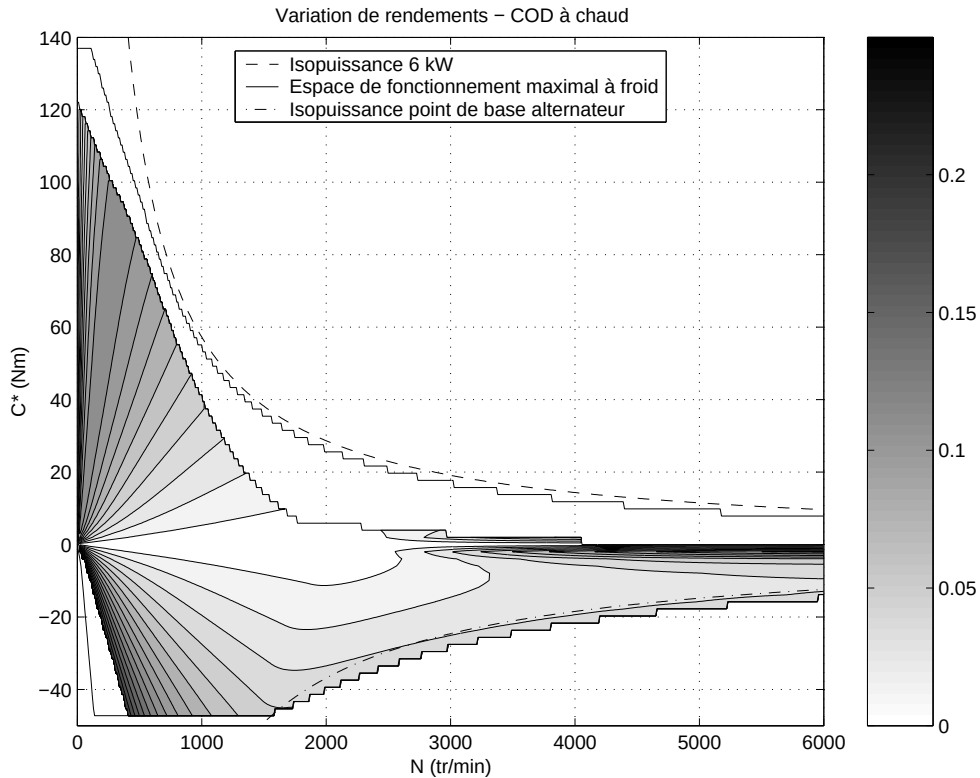


FIG. 2.14 – Variations de rendement - COD à température élevée (lois de commande calculées à froid, machine fonctionnant à chaud)

Avec un contrôle en courant, la variation de la résistance statorique n'a d'influence que sur les tensions et les pertes Joule. De ce fait, nous pouvons faire plusieurs re-

marques :

- la limite de l'espace de fonctionnement en mode alternateur à vitesse élevée reste inchangée. Celle-ci est due au courant maximal admissible dans la machine et n'est donc pas sensible à la variation de résistance ;
- l'espace de fonctionnement en mode alternateur à vitesse faible a diminué. Pour un point de fonctionnement donné, les pertes Joule deviennent supérieures à la puissance maximale disponible ;
- en revanche, l'espace de fonctionnement en mode moteur a énormément diminué. Deux phénomènes contradictoires ont lieu en même temps. Pour un courant donné, tensions et puissance électrique augmentent avec la résistance. Ainsi, alors que la machine a besoin de plus de tension, la batterie, délivrant une puissance plus importante voit sa tension diminuer. La limite en tension est donc atteinte pour des vitesses beaucoup plus faibles. A titre d'exemple, en mode moteur, à 2000 tr/min , la machine à froid est capable de délivrer une puissance de 5 kW avec un rendement de 0.8. La machine à chaud, contrôlée de la même manière, ne délivre plus qu'une puissance de 1 kW sous un rendement de 0.7 ;
- globalement, sur l'ensemble de l'espace de fonctionnement, le rendement a légèrement diminué du fait de l'augmentation des pertes Joule. A 2000 tr/min , en mode alternateur, la machine à froid délivre sa puissance maximale avec un rendement de 0.85. Au même point de fonctionnement, la machine à chaud délivre cette puissance avec un rendement de 0.8.

2.4.2 Performance du contrôle optimal adaptatif en fonctionnement à température élevée

La figure 2.15 donne le rendement de la machine contrôlée par des lois de commande optimales adaptées à la température de fonctionnement à chaud.

En comparant ces résultats à ceux du contrôle optimal direct à chaud, on peut noter que :

- à basse vitesse, les limites de l'espace de fonctionnement et le rendement sont les mêmes ;
- quand la vitesse augmente, de nombreux points de fonctionnement inaccessibles avec le contrôle direct deviennent réalisables. Ces points permettent même d'obtenir de bonnes performances (puissance et rendement élevés).

En utilisant un contrôle optimal adapté aux conditions de température, les performances de l'alternateur restent toujours bonnes, tout particulièrement dans le mode moteur. Le défluxage est possible à vitesse élevée et le rendement reste haut sur l'ensemble de l'espace de fonctionnement. Pour illustrer ces propos, le tableau 2.2 compare puissance mécanique et rendement en mode moteur à 2000 tr/min pour les différents type de contrôle, à froid et à chaud.

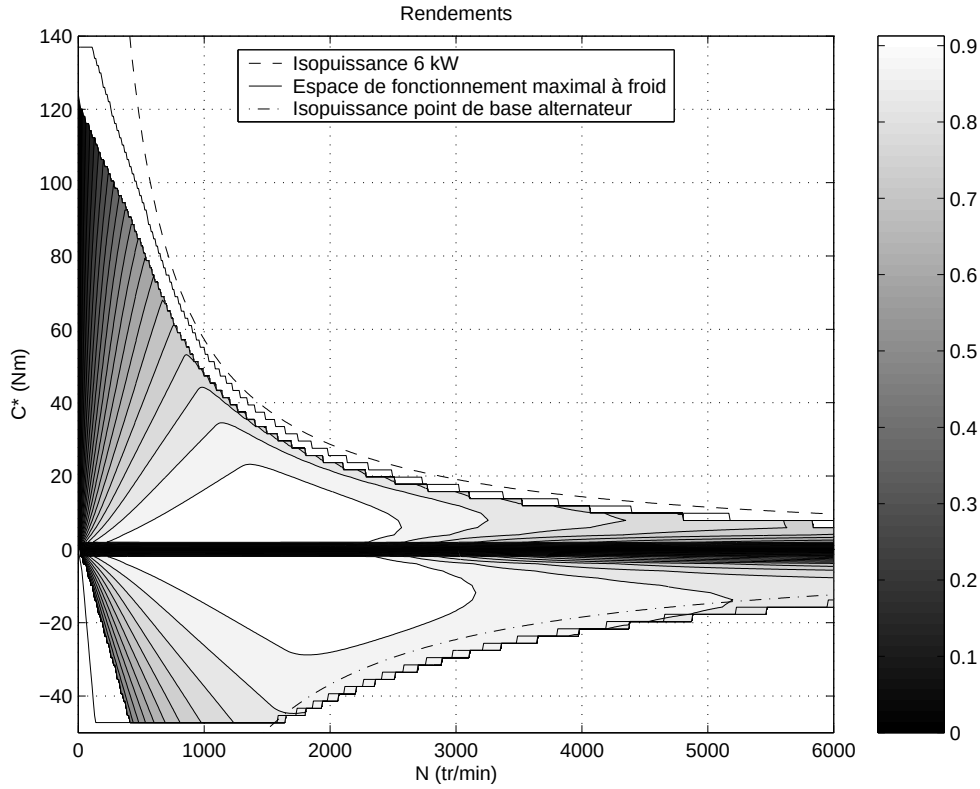


FIG. 2.15 – Rendement - COA à température élevée (lois de commande calculées à chaud, machine fonctionnant à la même température)

TAB. 2.2 – Comparaison des performances de l'ADI en fonction du type de contrôle

Type de contrôle	COD (basse température)	COD (haute température)	COA (haute température)
Puissance mécanique maximale	5 kW	1 kW	4 kW
Rendement	0.8	0.7	0.8

On peut retrouver cette étude dans [CHÉDOT 03a].

2.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons appliqué le principe de la commande optimale des machines à aimants permanents internes développé par MORIMOTO. Les lois de contrôle analytiques, basées sur des hypothèses de simplification limitatives, ont été remplacées par des résultats numériques prenant en compte tous les phénomènes influents : saturation magnétique (classique et croisée), pertes fer, tension variable.

Nous avons ainsi été amenés à développer des modèles numériques de la machine permettant une utilisation simple, robuste et rapide, tout en donnant des résultats très précis (aussi précis que les éléments finis). Les autres éléments de l'axe électromécanique n'ont bien-sûr pas été négligés, permettant de prendre en compte les contraintes très importantes dues aux tensions variables et aux puissances limitées.

Les résultats connexes au calcul des lois de commandes – espace de fonctionnement, cartographie de rendement, des pertes, etc. – ont permis de confirmer la nécessité d'une prise en compte précise des non-linéarités. La figure 2.9 montre en effet la limite particulière de l'espace de fonctionnement moteur due à la variation de tension batterie au cours du fonctionnement. La saturation de la machine apparaît aussi clairement sur la baisse de rendement conséquente lors du démarrage (fort couple, basse vitesse).

Enfin, l'influence de la température sur les performances de la machine a pu être mise en évidence. A température élevée, il apparaît que pour continuer à utiliser le mode moteur à vitesse élevée, un contrôle optimal adaptatif est indispensable. Ce dernier fournit les courants adaptés à la mesure de température, et étend la notion d'optimalité à la température.

Ce chapitre ouvre deux voies d'études qui seront abordées par la suite. La première consiste à vérifier, en simulation, la cohérence des ces lois de commandes. Ceci passe par un processus de modélisation dynamique de la machine et de l'ensemble de la chaîne de production du couple. De ce fait, la régulation des courants, la modélisation du convertisseur statique (onduleur), et l'étude des modes de fonctionnement (démarreur, moteur, alternateur) seront abordés.

La seconde consiste à vérifier expérimentalement, sur les prototypes présentés en introduction, l'efficacité de ces lois de commandes, et par la même occasion, la justesse des modèles utilisés.

Chapitre 3

Modélisation dynamique de la MAPI

Sommaire

3.1	Modèle dynamique de la MAPI	58
3.1.1	Rappel du modèle linéaire	58
3.1.2	Prise en compte de la saturation - Inversion du modèle des flux	59
3.1.3	Prise en compte des pertes fer	62
3.2	Description du modèle dynamique développé	63
3.2.1	Consigne de couple	63
3.2.2	Commande optimale	63
3.2.3	Régulation de courant	63
3.2.4	Onduleur	63
3.2.5	Batterie	65
3.2.6	Axe électromécanique (charge mécanique)	65
3.3	Applications	65
3.3.1	Choix d'une stratégie de régulation de courant	65
3.3.2	Simulation complète d'un cycle de démarrage	72
3.4	Conclusion	74

A LA FIN du chapitre précédent, nous avons pu observer les performances prévisionnelles de la machine en régime permanent. Il est désormais nécessaire de prévoir l'ensemble des composants du système, complémentaires aux lois de commande, et de les valider lors de cas dynamiques *réels*.

L'actionneur électrique (machine, convertisseur, contrôle) est de plus en plus un élément constitutif d'un ensemble complexe imposant de nouvelles contraintes au niveau des simulations :

- la réduction des coûts, particulièrement dans le domaine automobile, conduit à la recherche d'actionneurs soumis à d'importantes contraintes, tant en régime permanent (notion de rendement) qu'en régime transitoire (temps de mise à disposition du couple par exemple). Leur modélisation en devient plus difficile ;
- les différents éléments du système sont fortement couplés rendant ainsi erronées certaines hypothèses couramment admises. Comment, par exemple, dimensionner

les correcteurs d'une source asservie en courant lorsque cette source est constituée d'une batterie et donc présente une tension fortement variable ?

- le coût important, en terme de temps et d'argent, pour la réalisation de prototypes conduit à la recherche de simulations précises et facilement exploitables lors d'une implantation matérielle.

L'application alterno-démarreur rassemble l'ensemble des contraintes et remarques précédemment citées. Ainsi, bien que fondamental, l'ensemble des travaux développés dans les chapitres précédents restent insuffisants pour pouvoir aborder la phase expérimentale. Le but de ce chapitre est de présenter la modélisation dynamique du *système* alterno démarreur. Après avoir précisé la notion de système complet, le modèle dynamique de la machine, ainsi que de l'ensemble des composants de l'ADI sera présenté : convertisseur, batterie (ou alimentation), bus continu, charge mécanique et l'ensemble du contrôle (lois de commande, correcteurs, stratégie MLI).

Nous nous attacherons ensuite, plus particulièrement, à deux points essentiels :

- choix du type et dimensionnement des correcteurs de courant ;
- phase de démarrage d'un moteur thermique et régulation du bus continu par l'alterno-démarreur.

Il est à noter que l'ensemble des simulations a été effectué dans un environnement Matlab-Simulink et a servi de base à l'implantation matérielle sur carte DSpace (chapitre 4).

3.1 Modèle dynamique de la MAPI

3.1.1 Rappel du modèle linéaire

Avant d'aborder le modèle complet de la machine, prenant en compte la saturation et les différentes pertes, il est important de souligner les hypothèses liées à la modélisation de Park des machines, et de reprendre le modèle linéaire dynamique de la machine. La modélisation de Park de la machine ne fait que l'hypothèse de la sinusoïdalité des forces magnétomotrices, hypothèse basée sur la répartition du bobinage. En revanche, *aucune* hypothèse n'est faite quant à la forme des courants injectés et des tensions appliquées à la machine [SÉGUIER 94, LESENNE 80]. De plus, nous avons vu section 2.2 que le modèle basé sur les flux, et non les inductances, ne requerrait aucune hypothèse sur l'état de saturation magnétique de la machine. Ainsi les équations 3.1, 3.2 et 3.3 sont justes quelque soit le niveau de saturation et la forme des tensions aux bornes de la machine.

$$v_d = R_s i_d + \frac{d\psi_d}{dt} - w_s \psi_q \quad (3.1)$$

$$v_q = R_s i_q + \frac{d\psi_q}{dt} + w_s \psi_d \quad (3.2)$$

$$C_{em} = p(\psi_d i_q - \psi_q i_d) \quad (3.3)$$

Nous en déduisons l'expression des flux :

$$\psi_d = \int (v_d - R_s i_d + \omega_s \psi_q) \quad (3.4)$$

$$\psi_q = \int (v_q - R_s i_q - \omega_s \psi_d) \quad (3.5)$$

Enfin, dans le cas linéaire, nous en déduisons les courants tels que :

$$i_d = \frac{\psi_d - \psi_M}{L_d} \quad (3.6)$$

$$i_q = \frac{\psi_q}{L_q} \quad (3.7)$$

Ces équations nous conduisent au diagramme structurel de la machine représenté à la figure 3.1.

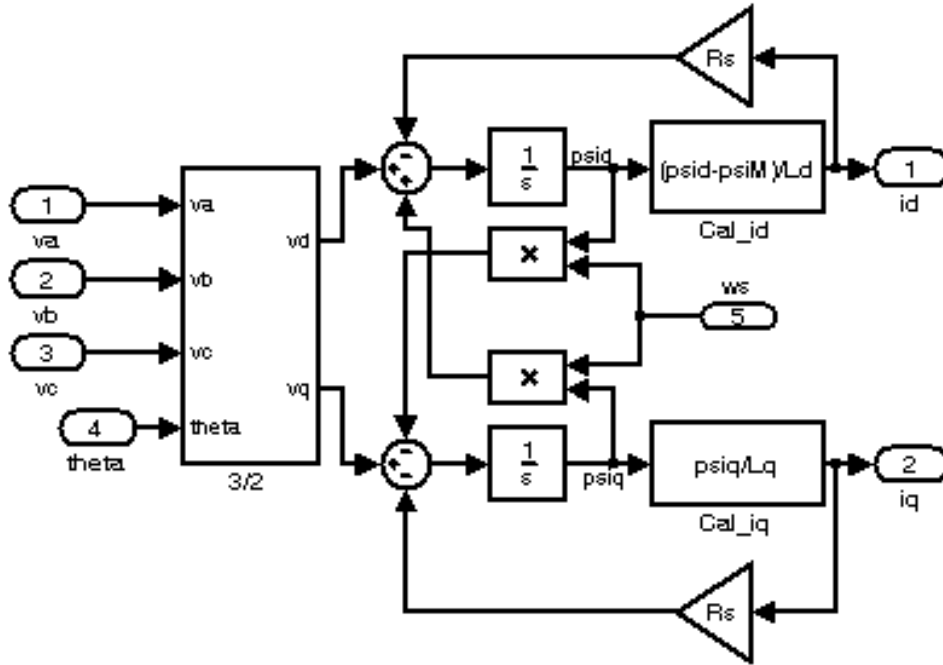


FIG. 3.1 – Diagramme structurel d'une MAPI linéaire

Ce diagramme, utilisé tel quel dans les simulations de type Matlab-Simulink [Mat 00a], permet d'obtenir les courants instantanés pour n'importe quelles tensions d'alimentation. Les courants donnent ensuite accès à la valeur du couple. Le recours à la notion d'inductance limite ce modèle aux fonctionnements à faible niveau d'induction (peu de saturation).

3.1.2 Prise en compte de la saturation - Inversion du modèle des flux

Dans le schéma de la figure 3.1, nous constatons que pour prendre en compte la saturation, nous devons évaluer les courants i_d et i_q en fonction des flux ψ_d et ψ_q . Le

reste est indépendant de la saturation. Pour cela, nous allons utiliser les mêmes tables de flux qu'à la section précédente afin de déterminer les flux en fonction des courants. Puis nous allons inverser le modèle afin d'obtenir les courants en fonction des flux.

Pour inverser les modèles de flux, nous allons utiliser l'outil numérique *contrainte algébrique* [Mat 00a]¹. Cet outil donne en sortie la valeur de la variable qui annule l'entrée (Cf. figure 3.2).

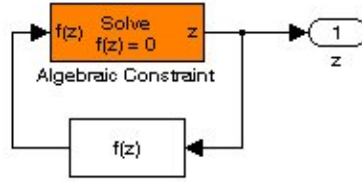


FIG. 3.2 – Bloc contrainte algébrique

La solution n'étant pas forcément unique, il revient à l'utilisateur de donner un bon point de départ pour la recherche de la solution (variable interne du bloc).

En modifiant le bouclage, il est possible d'asservir la fonction à une certaine valeur, constante ou variable dans le temps (Cf. figure 3.3).

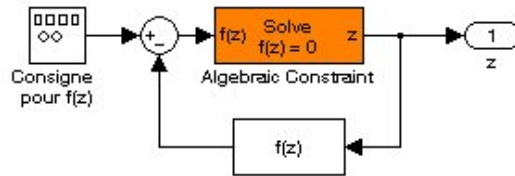


FIG. 3.3 – Asservissement avec contrainte algébrique

Dans ce cas, le bloc *contrainte algébrique* cherche la variable z qui annule $f_{ref} - f(z)$.

Nous pouvons maintenant appliquer ce principe à la recherche des courants qui annulent l'erreur entre les flux issus des équations de tension de la machine et ceux issus du calcul non-linéaire (table, etc.). La figure 3.4 reprend la figure 3.3 adaptée au flux direct (le couplage des axes est négligé pour l'instant).

Nous avons vu précédemment que les flux étaient couplés, et donc que chaque flux dépendait de tous les courants appliqués à la machine. Deux boucles vont donc être imbriquées, en incluant les tables de flux étudiées au chapitre précédent. La figure 3.5 montre le système complet d'inversion des flux.

Mathématiquement, un tel système ne garantit pas une solution unique. Cependant, on remarquera que les programmes d'optimisation les plus performant ne trouvent que des solutions locales. Dans notre cas, pour s'assurer de la validité *physique* de la solution, il

1. bloc simulink *algebraic constraint*

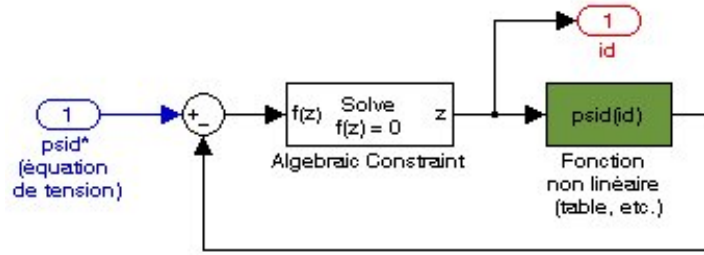
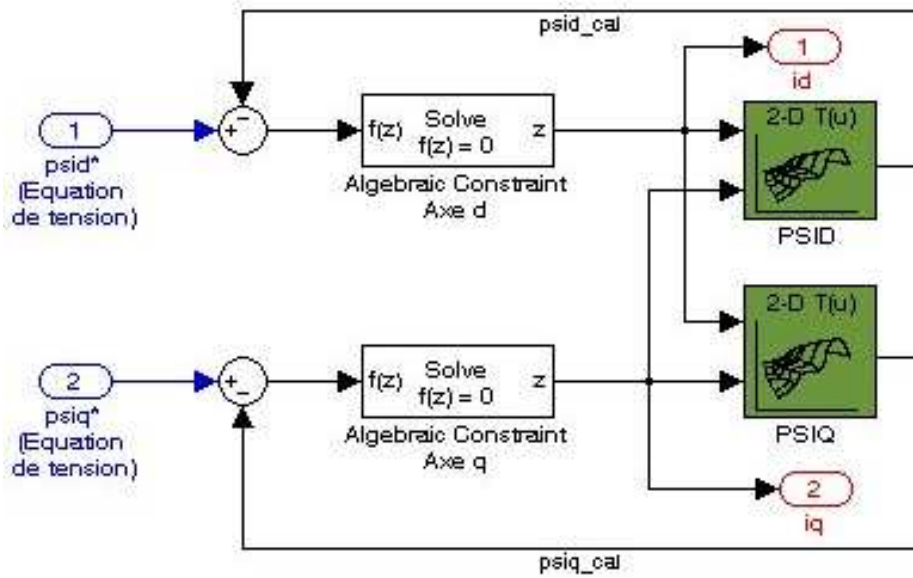
FIG. 3.4 – Inversion du flux ψ_d 

FIG. 3.5 – Inversion des flux (saturation et couplage inclus)

faut satisfaire trois critères :

- partir d'un bon point de départ ;
- avoir des caractéristiques de flux en fonction des courants ne présentant pas de points singuliers. La figure 3.6 représente les flux direct et quadrature en fonction des courants. Ces surfaces sont *lisses* et ne présentent aucun point remarquable.
- pour des systèmes fortement non-linéaire, il convient de s'assurer de la sensibilité des fonctions vis-à-vis des variables. Plus concrètement, le flux ψ_d doit être fortement variable avec i_d et peu avec i_q ; et réciproquement pour le flux ψ_q . Les flux vérifient cette condition (Cf. figure 2.5).

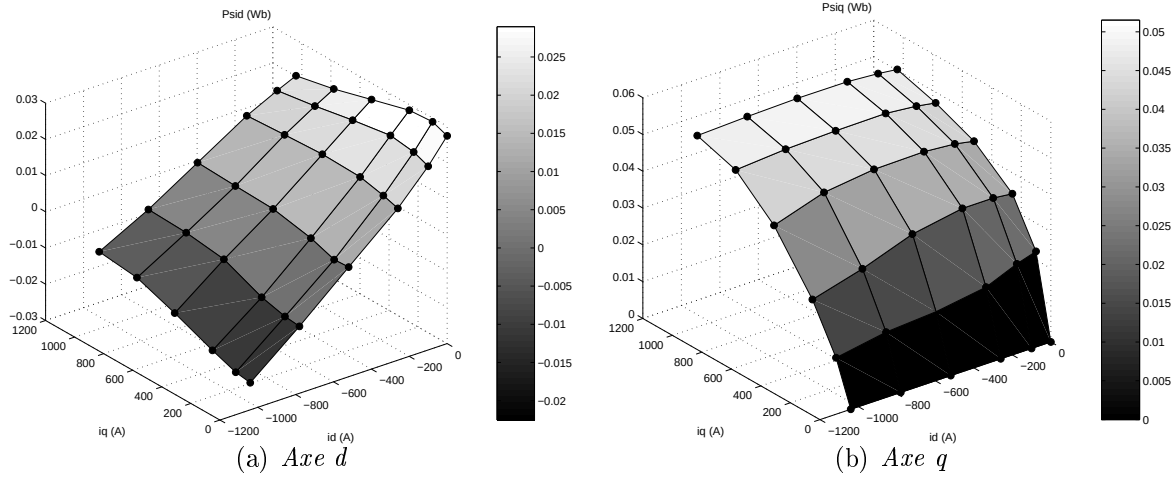


FIG. 3.6 – Flux fonction des courants

Par la suite, les simulations confirmeront ces hypothèses, ainsi que la justesse du modèle.

3.1.3 Prise en compte des pertes fer

Une méthode de calcul des pertes fer a été présentée et choisie au chapitre précédent. Globalement, nous avons développé une fonction non-linéaire à base de tables à interpoler qui donnent la valeur totale des pertes fer en fonction des courants i_d et i_q et de la vitesse de rotation de la machine Ω (ou ω_s).

Ainsi, à partir des équations de tension, l'inversion des flux nous donnent les courants dans la machine. Ces courants, et la vitesse de rotation de la machine, sont utilisés pour évaluer les pertes fer (Cf . figure 3.7(a)).

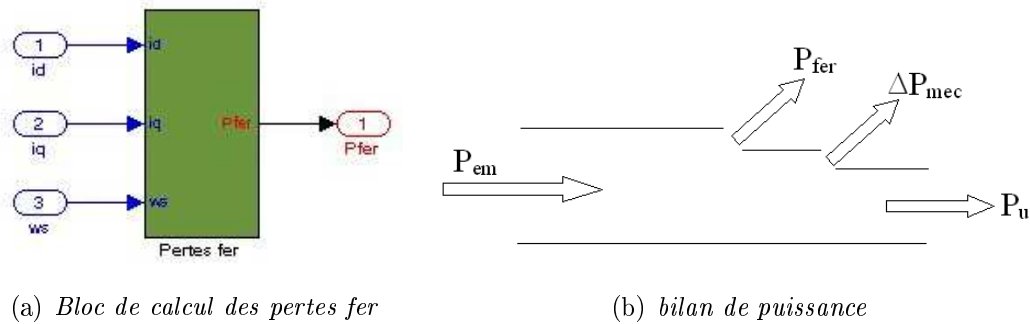


FIG. 3.7 – Bloc de calcul des pertes fer et bilan de puissance

A partir de ces pertes fer et des pertes mécaniques, on déduit de la puissance électromagnétique la puissance utile fournie (Cf. figure 3.7(b)) :

$$P_u = P_{em} - P_{fer} - \Delta P_{mec} \quad (3.8)$$

3.2 Description du modèle dynamique développé

La figure 3.8 représente le schéma dynamique complet d'un alerno-démarreur. Le modèle de la MAPI est celui présenté dans la section précédente, les autres modèles vont être abordés rapidement ci-dessous.

3.2.1 Consigne de couple

La consigne de couple diffère selon le mode de fonctionnement :

- mode démarreur : consigne positive égale au couple maximum délivrable par la machine ;
- mode alternateur : régulation de la tension du réseau de bord. La mesure de la tension du bus continu est nécessaire.

3.2.2 Commande optimale

Les tables calculées précédemment sont directement utilisées pour générer les courants (i_d , i_q) à partir de la consigne de couple et de la mesure de vitesse. Une option *mode de commande* permet de faire varier la limite en courant selon la situation (moteur, alternateur, etc.).

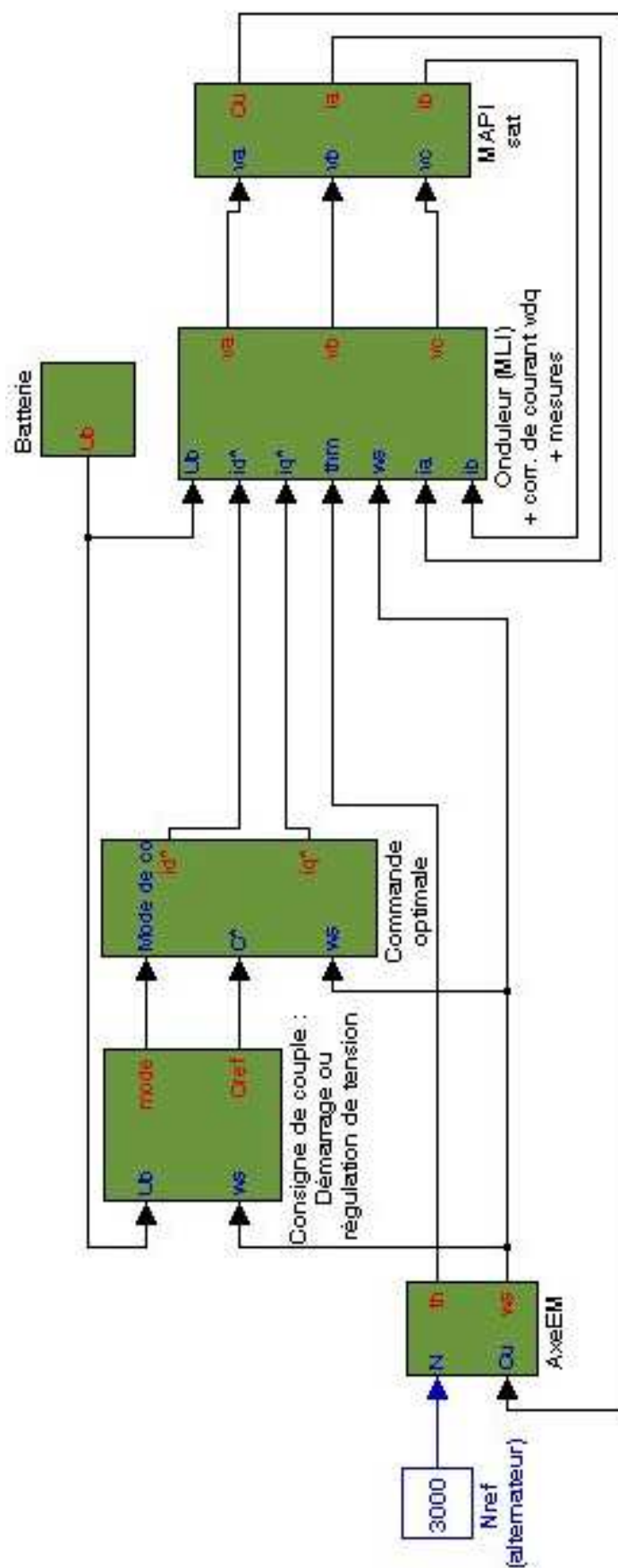
3.2.3 Régulation de courant

La régulation de courant génère les consignes de tension qui serviront à la commande des bras de pont de l'onduleur. On peut envisager plusieurs types de régulation : correcteur proportionnel (ou proportionnel intégral) sur chaque phase, régulation des courants direct et quadrature, proportionnelle ou proportionnelle intégrale, avec ou sans compensation des FEM induites. Nous traiterons deux cas distincts dans la section suivante.

3.2.4 Onduleur

A partir des consignes de tension, toutes les stratégies de modulation de largeur d'impulsions peuvent être envisagées et modélisées : échantillonnage naturel, modulation du vecteur d'espace, delta-sigma, etc. Dans le cadre de cette étude, nous utilisons un échantillonnage naturel (comparaison sinus-triangle) simple mais parfaitement maîtrisé. Remarque : pour plus de détails sur les stratégies existantes, on peut se référer à [LESBROUSSART 97, HOBRAICHE 05].

Connaissant les ordres de commande des bras de pont et la tension du bus continu, les tensions de sorties de l'onduleur sont alors déduites. Des modèles plus élaborés d'onduleur sont étudiés actuellement [HOBRAICHE 05]. Ils prennent rigoureusement en compte la structure interne de l'onduleur (résistances, inductances et capacités *parasites* négligées auparavant) et permettent l'estimation des pertes dans l'onduleur (conduction et commutation).

FIG. 3.8 – *Système complet de l'alternateur-démarreur*

3.2.5 Batterie

Le modèle de la batterie inclut la modélisation du bus continu. Dans le cas le plus simple, il s'agit juste d'un modèle FEM à vide, résistance interne (le bus continu est négligé). On peut ajouter au modèle $E_b - R_b$ la prise en compte des capacités de découplage et éventuellement les inductances de lignes. Ce modèle doit donner l'évolution dynamique de la tension du bus continu en fonction de la puissance demandée par la machine (via l'onduleur).

Des modèles dynamiques plus performants [KUHN 04] peuvent être rapidement inclus.

Selon l'étude, cette batterie peut être remplacée par une supercapacité, une charge active ou n'importe quel type de charge/alimentation continue.

3.2.6 Axe électromécanique (charge mécanique)

En mode moteur, la charge mécanique est constituée d'une inertie et prend éventuellement en compte des frottements visqueux.

En mode alternateur, la machine est entraînée à une vitesse variable entre 0 et 6000 tr/min. On peut ajouter également des acyclismes de vitesse.

On peut trouver des modèles très précis et très performants du groupe motopropulseur complet [DAVIS 03]. Ces modèles sont très lourds et requièrent des données très précises difficiles à obtenir. Dans le cadre de notre application et des simulations envisagées, nous nous tenons au modèle présenté ci-dessus.

3.3 Applications

3.3.1 Choix d'une stratégie de régulation de courant

Deux types de régulations de courants vont être comparées :

- Correction proportionnelle sur chaque phase avec ajustement de consigne ;
- Correction proportionnelle-intégrale sur chaque axe avec compensation directe des FEM induites ;

Pour cela, nous observerons les allures des courants d et q et des courants de phases pour une consigne de courant commune aux 2 régulations et pour 2 vitesses de rotations :

- la consigne de courant i_d est fixée à la valeur du courant optimal de défluxage $i_d / \psi_d(i_d, 0) = 0$ ($i_d = -\frac{\psi_M}{L_d}$ en linéaire) $\Leftrightarrow i_d \simeq -333$ A ;
- la consigne de courant i_q est un échelon passant de -10 A à -150 A aux faibles vitesses et un échelon passant de -10 A à -30 A aux grandes vitesses ;

- Pour les faibles vitesses, nous prendrons une valeur de 500 tr/min, pour les grandes vitesses, une valeur de 5000 tr/min.

Remarque : l'ensemble des non-linéarités est pris en compte : saturation magnétique, pertes fer, alimentation par batterie, MLI sinus-triangle.

Régulation et calcul des correcteurs

Correcteur proportionnel sur chaque phase. Il s'agit d'une correction proportionnelle sur chaque phase avec une compensation de consigne pour annuler l'erreur statique. La figure 3.9 montre le schéma de régulation.

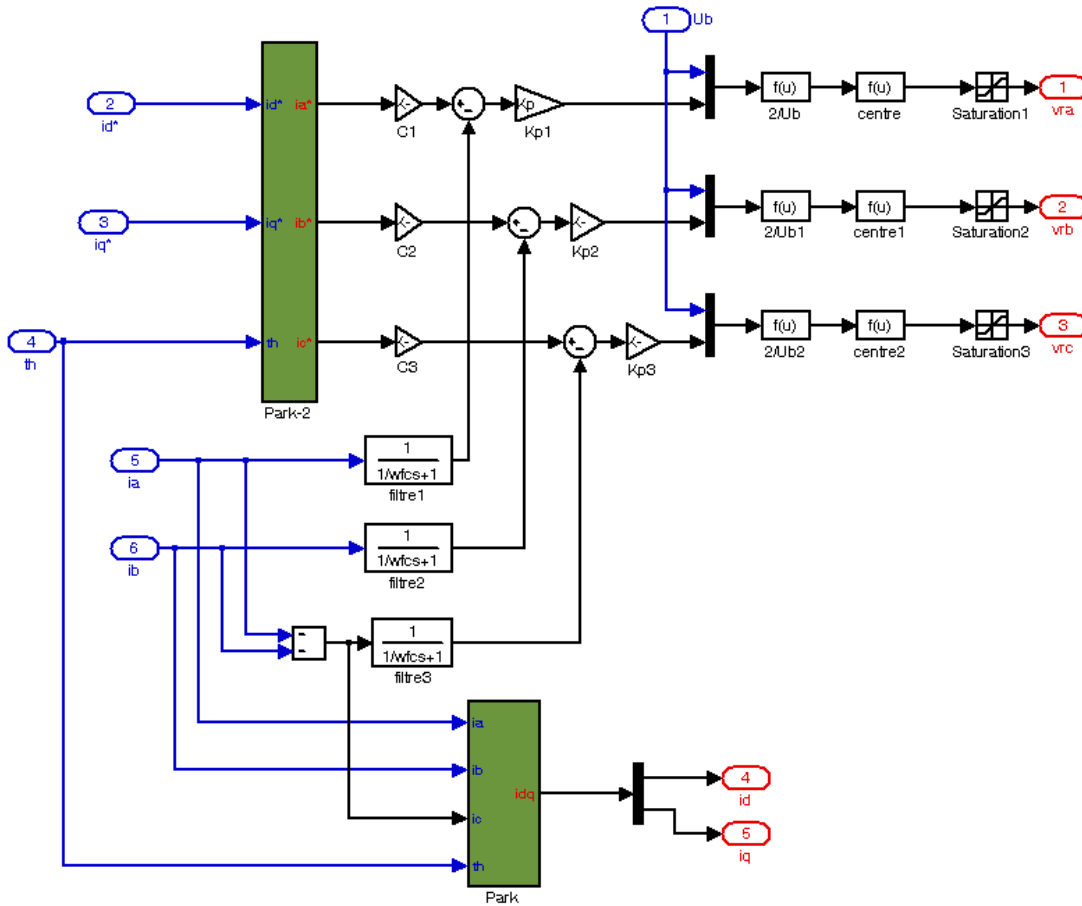


FIG. 3.9 – Schéma de régulation avec correcteur proportionnel sur chaque phase et compensation de consigne

Fonction de transfert en boucle ouverte :

$$G_0 = \frac{K_p}{R_s + Ls}$$

Fonction de transfert en boucle fermée :

$$G_b = \frac{G_0}{1 + G_0} = \frac{K_p}{K_p + R_s} \frac{1}{1 + \frac{L}{K_p + R_s}s}$$

Bande passante en boucle fermée :

$$\omega_b = \frac{K_p + R_s}{L}$$

On veut une bande passante supérieure (10 fois par exemple) à la pulsation maximale des courants à 6000 tr/min (vitesse max.) :

$$\omega_b \equiv 10 \left(p \frac{6000\pi}{30} \right)$$

Ainsi le correcteur vaut (pour $L = L_q$ – pire des cas) :

$$K_p = L_q \left[10 \left(p \frac{6000\pi}{30} \right) \right] - R_s \simeq 7.3$$

Pour annuler l'erreur statique, nous compensons la consigne de manière à obtenir un gain de 1 en boucle fermée. Nous multiplions donc la consigne par $\frac{K_p + R_s}{K_p}$.

Correcteur PI sur chaque axe – compensation directe. Il s'agit d'une correction proportionnelle intégrale sur chaque axe avec une compensation directe des FEM induites en se servant de la mesure de courant, de vitesse et de la valeur approchée des inductances et du flux de l'aimant. La figure 3.10 montre le schéma de régulation.

Compensation directe des FEM. La compensation directe des FEM consiste à se servir de la mesure de vitesse et de courant pour évaluer la valeur des différentes FEM induites dans la machine, de manière à les compenser (c'est-à-dire les annuler) directement lors de la commande. Par exemple pour l'axe d :

$$v_d = R_s i_d + L_d s i_d - \underbrace{\omega_s L_q i_q}_{FEM \text{ induite}}$$

soit

$$i_d = \frac{v_d + \omega_s L_q i_q}{R_s + L_d s}$$

Ainsi, en mesurant i_q et ω_s , nous pouvons calculer la FEM induite dans l'axe d et la retrancher directement de la valeur de sortie du correcteur PI (Cf. figure 3.11).

Réglage des correcteurs. Que l'on compense les FEM ou qu'on les néglige comme simples perturbations, le réglage du PI est identique. On réalise un placement de pôle à la pulsation caractéristique de la machine ($w_{0d} = \frac{L_d}{R_s}$ et $w_{0q} = \frac{L_q}{R_s}$) en utilisant le gain de l'intégrateur. Le correcteur proportionnel permet ensuite de régler la bande passante du système en boucle fermée. Nous choisissons de donner la même bande passante aux

des axes. Ainsi :

$$\begin{aligned}
 \omega_{nd} &= \frac{R_s}{L_d} \\
 \omega_{nq} &= \frac{R_s}{L_q} \\
 K_{pd} &= 10 L_d \max(\omega_{nd}, \omega_{nq}) \\
 K_{pq} &= 10 L_q \max(\omega_{nd}, \omega_{nq})
 \end{aligned} \tag{3.9}$$

avec des correcteurs du type : $K_p (1 + \frac{\omega_n}{s})$.

Les inductances sont tirées des tables de flux en se plaçant à un point de fonctionnement particulier. Dans cette étude, nous avons choisi arbitrairement des valeurs pour de faibles courants et sans effet de couplage :

$$\begin{aligned}
 L_d &= \frac{\psi_d(-50, 0) - \overbrace{\psi_d(0, 0)}^{\psi_M}}{-50} \\
 L_q &= \frac{\psi_q(0, 50)}{50}
 \end{aligned} \tag{3.10}$$

Avant un passage à l'industrialisation, une étude plus poussée des correcteurs doit être envisagée. En particulier, l'influence de la variation, et donc du choix, des inductances sur la rapidité et la robustesse du système doit être vérifiée. Dans le cadre de notre étude, un premier réglage simple, même non-optimal, est suffisant pour contrôler le système de manière *rapide* et sans risque de pertes de contrôle des courants.

Résultats

Nous allons présenter la comparaison des courants i_d , et i_q (consignes et mesures pour les deux régulations) aux deux vitesses imposées, 500 tr/min (figure 3.12) et 5000 tr/min (figure 3.13). Les observations sont différentes selon la vitesse imposée.

A 500 tr/min, les deux correcteurs fonctionnent parfaitement. Les courants suivent la consigne très rapidement, on ne trouve pas d'erreur statique et le découplage des axes est effectif (pas d'influence de l'échelon de courant i_q sur le courant i_d).

A 5000 tr/min, la situation est très différente. Le correcteur P (figure 3.13(a)) réagit très rapidement mais induit une erreur statique dramatique (jusqu'à 200 % pour le courant i_q). Le découplage des axes n'est plus pris en compte, la variation du courant i_q provoque une variation du courant i_d qui n'est pas rattrapée (erreur statique).

Le correcteur PI (figure 3.13(b)) permet d'annuler l'erreur statique. Les courants sont nuls à l'origine, ils mettent un temps assez important (100 ms) avant d'atteindre la consigne de base ($i_d = -333$ A, $i_q = -10$ A) mais aucune erreur statique ne persiste. Par la suite, l'échelon de courant i_q (de -10 à -30 A) est tout de suite pris en compte sur l'axe q et la consigne est respectée. L'axe d subit un petit effet de couplage mais l'erreur est corrigée en moins de 50 ms.

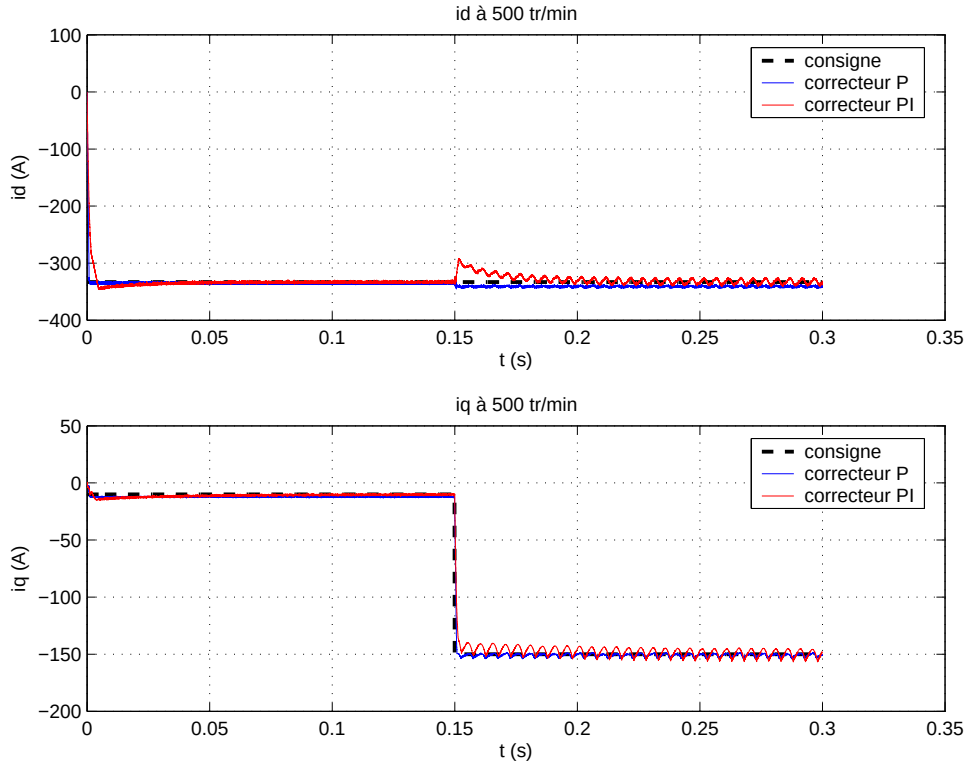


FIG. 3.12 – Courants direct et quadrature à 500 tr/min (courants nuls à $t=0$, $i_d^* = cte = -330$ A, échelon de i_q^* de -10 à -150 A)

Pour conclure sur le choix des correcteurs, on peut noter que :

- Le correcteur proportionnel sur chaque phase fonctionne assez bien. Malgré la compensation de consigne, il subsiste toujours une erreur statique que nous attribuons aux FEM induites. En effet, on ne cherche pas à les compenser. Le couplage des axes est très marqué également. On notera un fonctionnement quasi-idéal en basse vitesse. Malheureusement, les erreurs statiques relevées à grandes vitesses rendent ce type de correcteur inacceptable pour notre application ;
- Le correcteur PI sur chaque axe avec compensation directe des FEM semble plus efficace. La consigne est bien respectée et le découplage est effectif (les variations sont très rapidement corrigées).

Nous décidons de l'utiliser pour la validation expérimentale finale. Notons tout de même que la simplicité du correcteur P est un atout lors des phases de mise en route de la validation expérimentale.

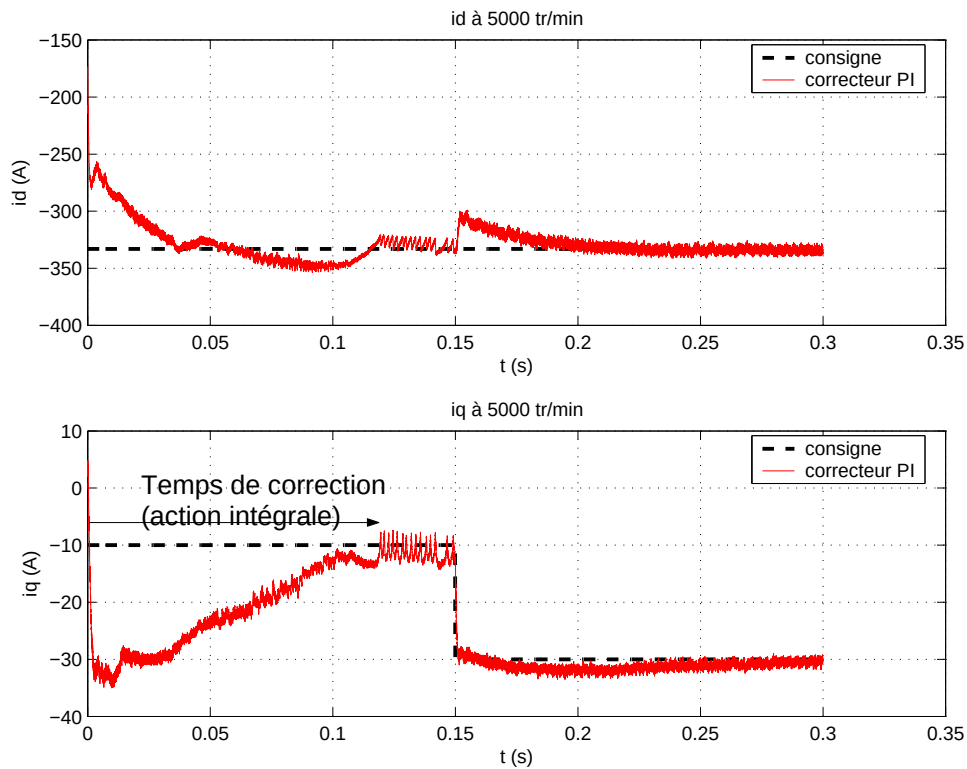
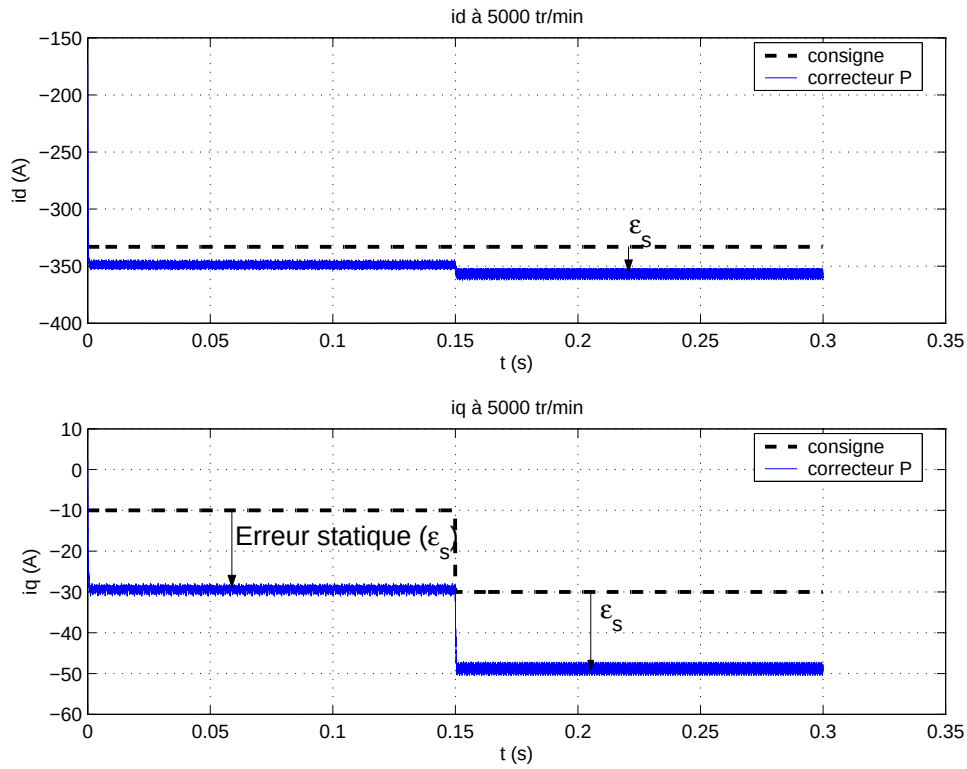


FIG. 3.13 – Courants direct et quadrature à 5000 tr/min (courants nuls à $t=0$, $i_d^* = cte = -330$ A, échelon de i_q^* de -10 à -30 A)

3.3.2 Simulation complète d'un cycle de démarrage

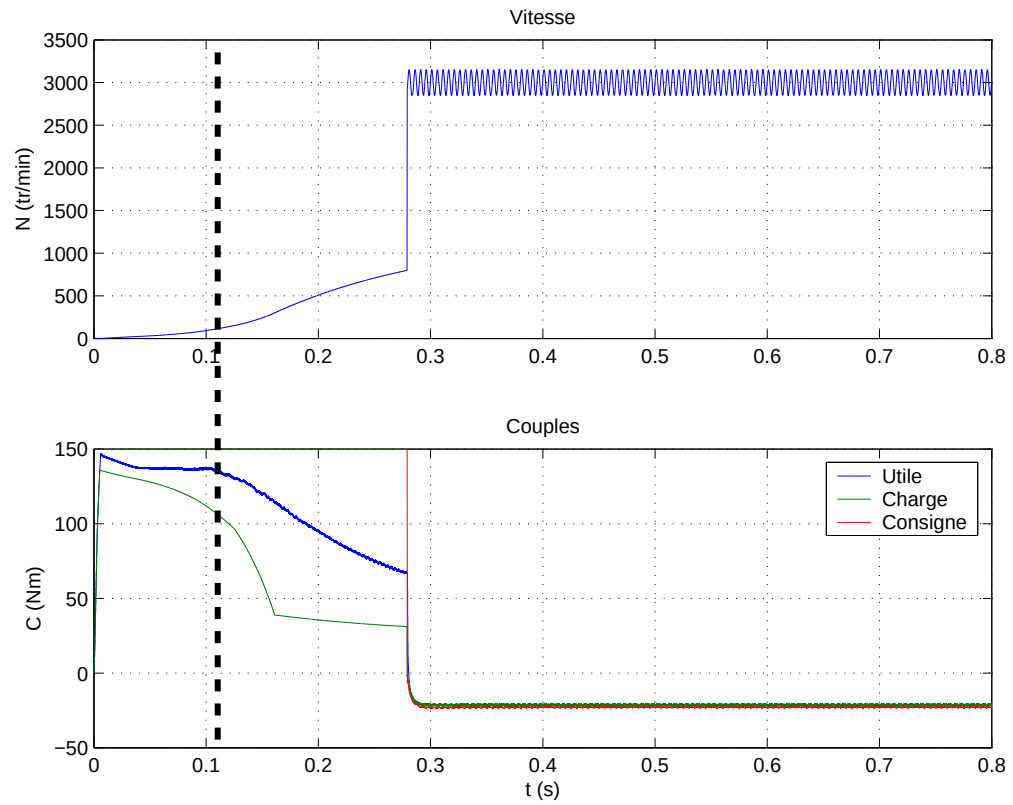
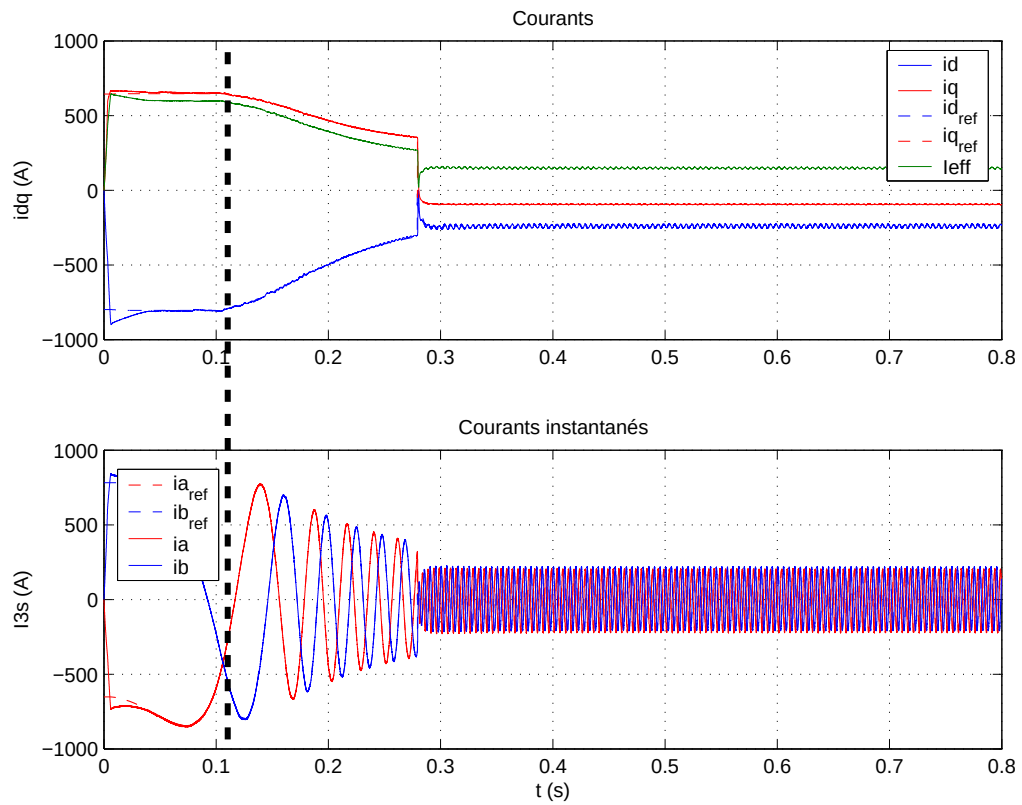
La deuxième application du modèle dynamique complet est la simulation d'un démarrage de moteur thermique, suivi du début de la régulation de la tension du réseau de bord (alternateur à vitesse constante). Tous les éléments du système réel sont pris en compte :

- machine : saturation et pertes ;
- onduleur : MLI sinus-triangle (10 kHz), pertes ;
- alimentation : batterie ($E_b = 36\text{ V}$, $R_b = 40\text{ m}\Omega$), capacité de découplage ($C_d = 10\text{ mF}$) ;
- charge mécanique : inertie, couple résistant variable en mode moteur, entraînement à vitesse stabilisée et acyclismes en mode alternateur ;
- contrôle : la machine est commandée par les lois de contrôle optimales, la consigne de couple est constante au démarrage et est générée par une régulation de tension en alternateur (correction proportionnel intégrale - connaissance de la tension du bus continu nécessaire).

Les figures 3.14 et 3.15 donnent quelques courbes résultats de cette simulation. La première montre l'évolution de la vitesse et des couples, des courants directs et quadratures, ainsi que les courants de phases. La seconde montre tension et courants du bus continu.

On peut remarquer :

- la commande optimale réagit de la manière prévue : le couple généré par la machine tente de suivre la consigne (150 Nm) et est limité à sa valeur maximale (140 Nm) pendant 110 ms. A partir de cet instant (trait pointillé sur les graphes), la puissance électrique absorbée augmente et la tension aux bornes de la batterie chute. Les courants se retrouvent donc limités et le couple diminue. Néanmoins, la commande optimale fonctionne toujours correctement et anticipe ce phénomène : les courants restent toujours sous contrôle. Sans la prise en compte de la chute de tension aux bornes de la batterie (approche du système global) lors du calcul des lois de commandes optimales, ce phénomène aurait été négligé, l'onduleur n'aurait pas réussi à maintenir les bons courants dans la machine et le contrôle aurait été perdu (Cf. figures 3.14(a), 3.14(b) et 3.15) ;
- les courants directs et quadratures suivent bien les consignes issues de la commande optimale. Les correcteurs de courants fonctionnent parfaitement (Cf. 3.14(b)) ;
- au démarrage, la tension du bus continu chute avec la puissance soutirée par la machine. En alternateur, elle est régulée à 42V et la régulation fonctionne correctement (Cf. 3.15) ;

(a) *Vitesse et couples*(b) *Courants d-q et phases*FIG. 3.14 – *Simulation d'un démarrage - machine*

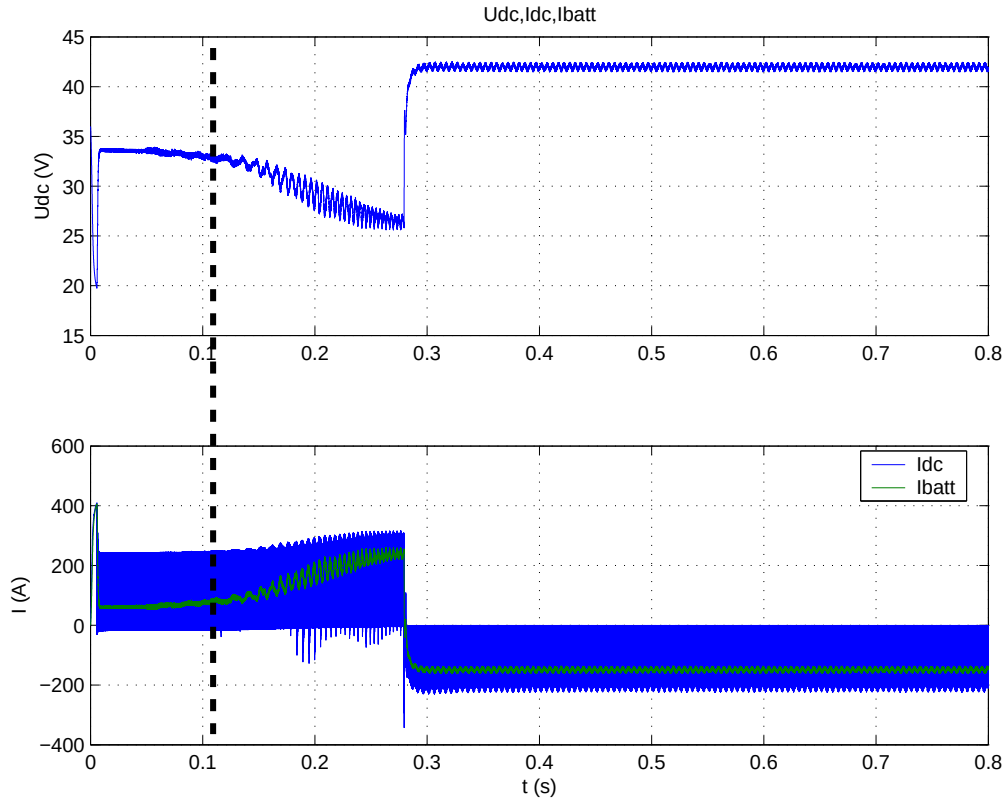


FIG. 3.15 – Simulation d'un démarrage - Tension et courants du bus continu

- enfin, il est intéressant de remarquer l'effet de la capacité de découplage : tension et courant batterie sont relativement lissés alors que le courant dans le bus continu est très perturbé (Cf. 3.15).

On peut retrouver cette étude dans [CHÉDOT 04b].

3.4 Conclusion

Ce chapitre traite de l'aspect *dynamique* de l'alternateur-démarrreur (AD) et met encore plus en avant son aspect système. En effet, penser que l'AD n'est qu'une machine isolée conduit à faire de grosses négligences dans sa conception et dans sa commande. L'AD est un ensemble complexe comprenant de nombreux composants particuliers qui imposent leurs propres limites. Cet ensemble est inclus dans un environnement très contraignant, le moteur thermique d'une automobile, qui ajoute ses limites et ses contraintes très sévères. Ainsi, nous avons pu voir les différents points stratégiques à prendre en compte : basse tension (limite en tension et courants forts), puissance limitée, convertisseur de puissance et bus continu (fréquence élevée, surtension, etc.), fortes variations thermiques.

Le modèle dynamique complet permet de prendre en compte l'ensemble de ces constituants et de valider le fonctionnement de l'application lors de simulations proches de la

réalité. Outre le développement de ces différents modèles (onduleur, batterie, contrôle), il a fallu repenser la modélisation de la machine en prenant en compte ses variations dynamiques. Une technique d'inversion de flux nous a permis de réutiliser le travail effectué en régime permanent et d'utiliser un modèle de machine prenant en compte précisément la saturation magnétique et les pertes dans la machine de manière dynamique et *rapide*. De plus, l'ensemble du contrôle-machine a dû être pris en compte : nous avons ainsi pu orienter notre choix de correcteurs de courant vers une solution proportionnelle intégrale sur chaque axe avec compensation des FEM induites. De la même manière, nous avons pu valider qu'une stratégie MLI sinus-triangle très classique suffisait pour notre application (au moins lors de la phase d'essais). Des actions sont néanmoins en cours au LEC afin de proposer des stratégies MLI visant à minimiser la valeur de la capacité de découplage du bus continu pour un taux d'ondulation donné [HOBRAICHE 05].

Le système complet a été agencé par bloc relativement indépendants et surtout interchangeable à volonté. Il est désormais très facile de passer d'un modèle à un autre (machine, batterie, onduleur, etc.). De cette façon, les travaux d'autres membres du laboratoire ont pu être utilisés dans les différentes simulations (modèle de batterie dynamique précis, et onduleur intégrant pertes et variations de températures).

Enfin, la simulation d'un cycle de démarrage nous a permis d'illustrer l'ensemble des phénomènes attendus et de mettre en valeur le comportement de chaque composant. Parmi les premiers, on constate la chute de la tension du réseau de bord, le comportement des lois de commande quand la vitesse augmente ou encore la réaction des correcteurs de courant pour suivre les consignes. On s'attardera surtout à d'autres points uniquement accessibles grâce à cet aspect système : allure caractéristique du courant dans le bus continu, dû essentiellement au découpage et au filtrage, saturation de l'onduleur lors des changements de consignes, ondulations de couple dues au découpage, ou bien durée globale du démarrage.

Après avoir validé cette application lors de nombreuses simulations, tant dynamiques qu'en régime permanent, il reste encore à vérifier expérimentalement les performances de la machine, ainsi que la robustesse de la commande en fonctionnement réel.

Chapitre 4

Validation expérimentale

Sommaire

4.1	Description sommaire des différents éléments	77
4.1.1	Electronique de contrôle	79
4.1.2	Electronique de puissance	81
4.1.3	Banc d'essais	81
4.2	Essais directs	84
4.2.1	Performances en régime permanent	84
4.2.2	Performances dynamiques	91
4.3	Conclusion	93

POUR CLORE cette étude, les différentes performances prédéterminées jusqu'à présent vont être vérifiées expérimentalement.

L'environnement logiciel de contrôle en temps-réel (DSpace) dont nous disposons, permet de réutiliser le modèle dynamique présenté au chapitre précédent et de le *transcrire* (compilation en C) pour servir d'algorithme de commande de la machine. De cette manière, le contrôle de la machine nous est parfaitement connu et est très facile d'accès.

Après avoir présenté l'ensemble du matériel nécessaire à la commande de la machine et aux essais qui seront réalisés, les performances de la machine seront présentées pour les deux modes de fonctionnement. Enfin, un essai permettra de vérifier la robustesse dynamique de l'ensemble du contrôle.

4.1 Description sommaire des différents éléments

La figure 4.1 représente le dispositif expérimental utilisé pour effectuer les différents essais. Nous allons détailler chaque partie de ce dispositif.

4.1.1 Electronique de contrôle

Le contrôle et les acquisitions sont effectuées par une carte DSpace DS1103. La carte permet d'acquérir jusqu'à 8 signaux simultanément (8 convertisseurs analogique-numérique distincts) ainsi que l'information resolver grâce à une entrée codeur prévue à cet effet.

Nous pouvons ainsi acquérir :

- jusqu'à 3 courants de phases : capteur de courant (LT505-T) 500 A ;
- le courant du bus continu : pince de courant Techtronik 500 A ;
- la tension du bus continu ;
- la température du bobinage statorique (1 ou 2 points) : thermocouple relié à un conditionneur adapté (Omega CCT23-0/300C) ;
- la position angulaire avec une précision de 1024 points par période électrique.

Une sortie MLI permet la commande directe du driver de l'onduleur (CONCEPT 6SD106E). Le contrôle est effectué par interprétation (compilation en C) d'un fichier Matlab-Simulink incluant les acquisitions, la commande optimale, la régulation de courant, la stratégie de modulation MLI et la sortie MLI.

La figure 4.2 montre le schéma synoptique complet de l'alimentation de la MAPI. On notera que l'ensemble de l'électronique de contrôle est totalement isolé galvaniquement des mesures et de l'électronique de puissance.

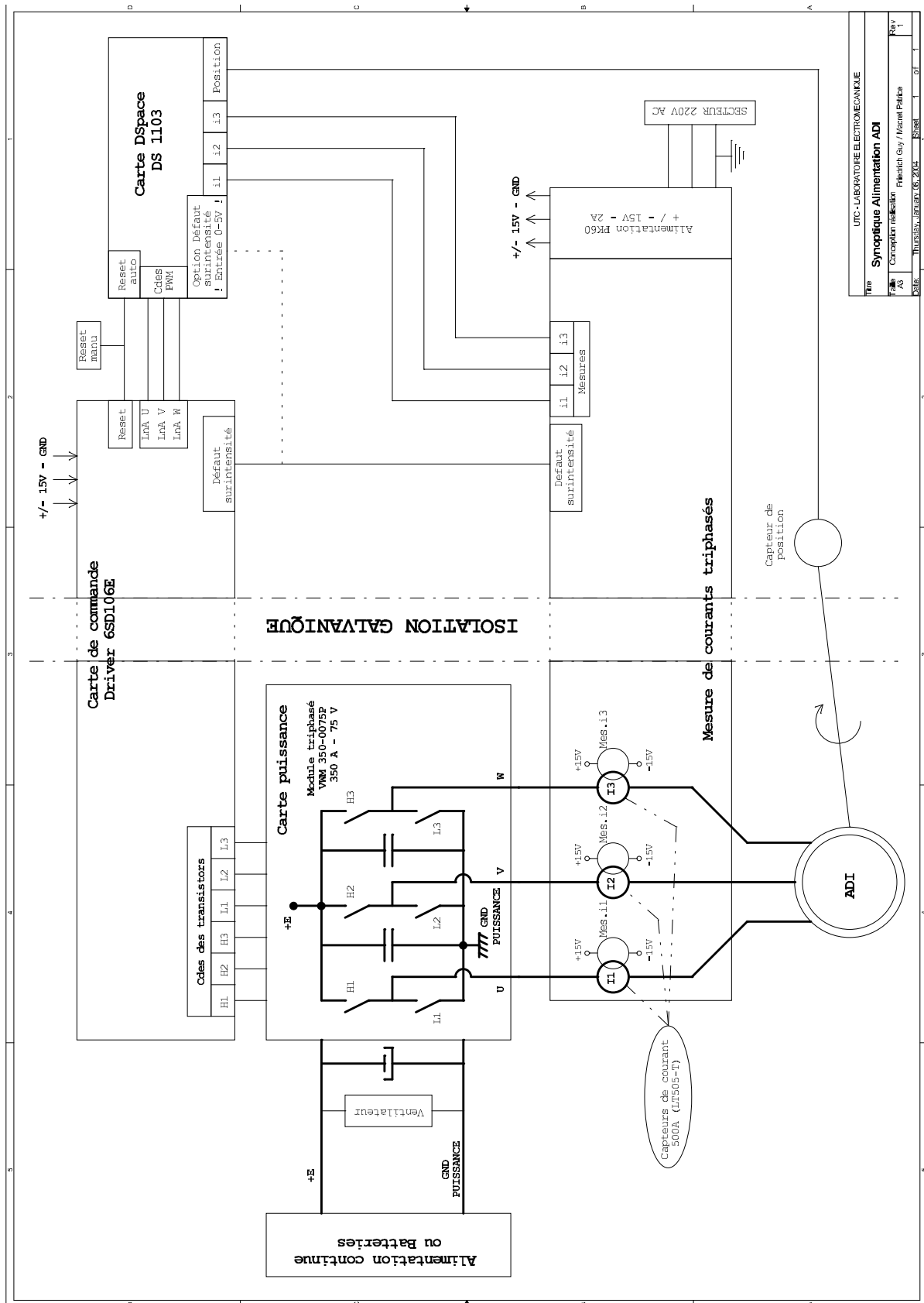


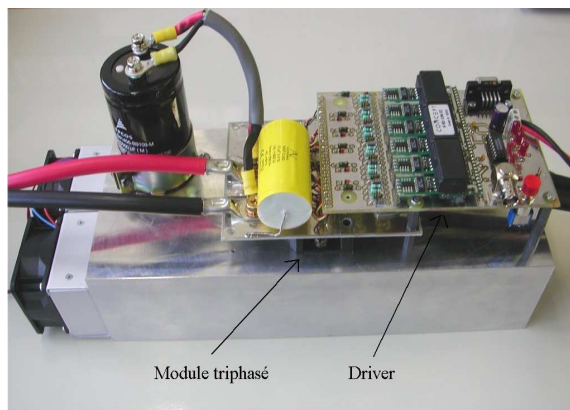
FIG. 4.2 – *Schéma synoptique de l'alimentation de l'ADI - P. MACRET*

4.1.2 Electronique de puissance

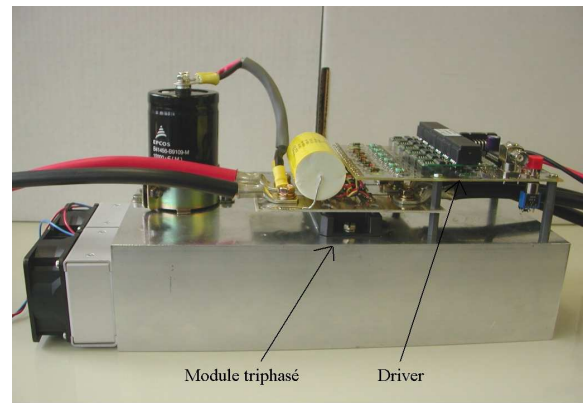
La MAPI est alimentée via un onduleur de tension à deux niveaux : un onduleur du LEC (conception P. MACRET et G. FRIEDRICH), refroidi à air, développé autour d'un module triphasé Ixys VWM 350-0075P 350 A, 75 V, 20 kHz. Un second onduleur, plus puissant, a été réalisé mais n'a pas encore été testé. Il devrait permettre d'injecter des courants de l'ordre de 800 A.

Pour les essais moteurs, le bus continu peut être relié à une alimentation continue (alimentation stabilisée forte puissance ou réseau triphasé redressé) ou à des batteries. Il est lié à une charge (active ou passive) réglée en tension pour les essais en alternateur.

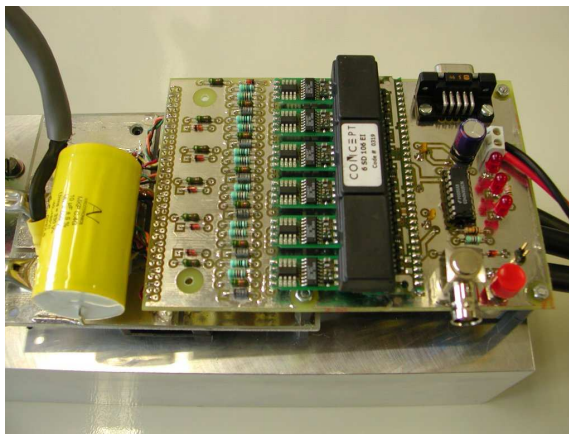
La figure 4.3 donne plusieurs vues du variateur complet (module triphasé, driver, condensateur de découplage et de filtrage, etc.).



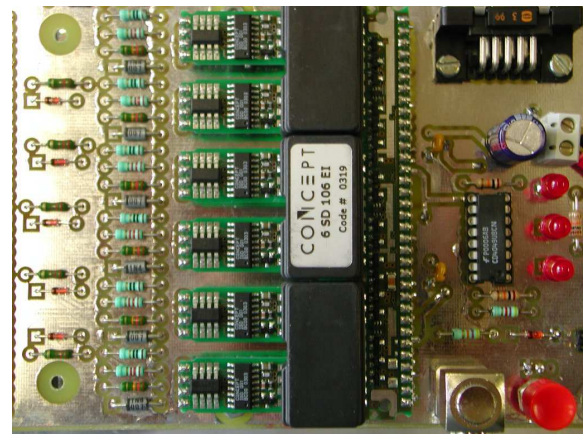
(a) Variateur vue de haut



(b) Variateur vue de profil



(c) Agrandissement du driver



(d) Agrandissement serré du driver

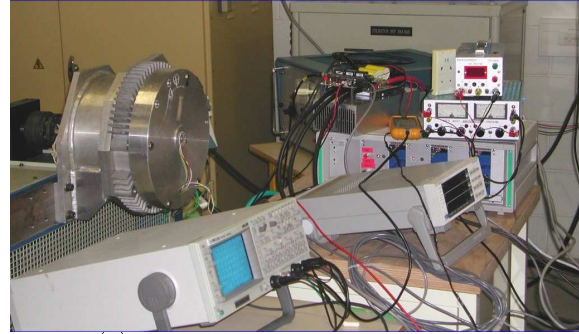
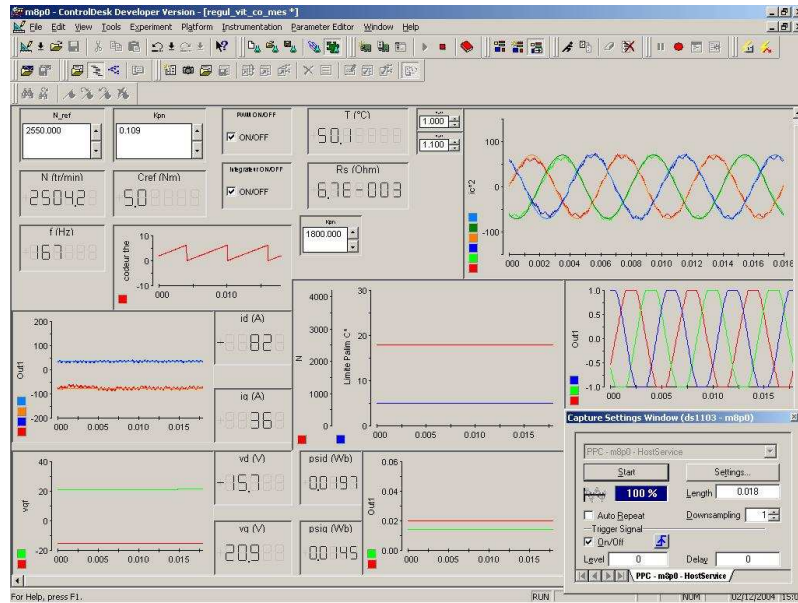
FIG. 4.3 – Variateur de l'ADI-MAPI

4.1.3 Banc d'essais

La MAPI est fixée à une plate-forme d'essais dédiée et accouplée à une machine d'entraînement. Cette machine d'entraînement est une machine à courant continu de 20 kW

associée à un réducteur à courroie permettant d'atteindre des vitesses de 10000 tr/min. L'accouplement comprend un couplemètre Vibrometer TE108-0.2 de 100 Nm incluant un capteur de vitesse.

La figure 4.4 représente l'ensemble banc - machine - convertisseur - contrôle lors des essais au LEC. La figure 4.5 montre l'ADI-MAPI montée sur le banc, ainsi que différents détails de sa topologie. .

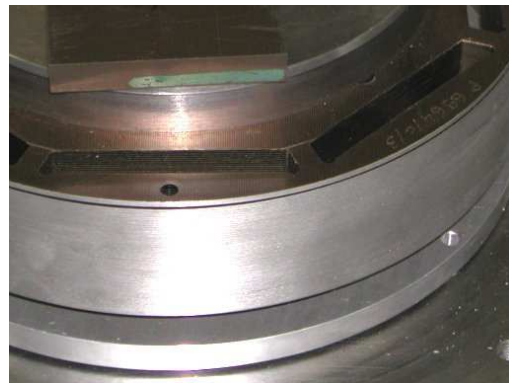
(a) *Vue d'ensemble*(b) *Machine-convertisseur-capteur*(c) *Interface graphique*FIG. 4.4 – *Contrôle - Convertisseur - Machine*



(a) Machine montée sur banc



(b) Rotor de l'ADI sans aimant permanent



(c) Zoom sur un aimant



(d) Rotor de l'ADI avec flasque de protection



(e) Machine montée sans stator (détermination des pertes mécaniques)

FIG. 4.5 – Détails de l'ADI-MAPI

4.2 Essais directs

4.2.1 Performances en régime permanent

Dans cette section, les performances en régime permanent vont être présentées et comparées aux simulations. Nous serons en mesure de dire si la machine respecte le cahier des charges et si les modèles utilisés pour le calcul des lois de commande optimales sont justes. Nous prendrons garde de ne pas chercher à retrouver les résultats de la section 2.3.2. En effet, les essais ont été réalisés dans des conditions particulières avec les moyens présentés précédemment. Pour chaque mode de fonctionnement (démarreur et alternateur), nous rappellerons les caractéristiques principales du système.

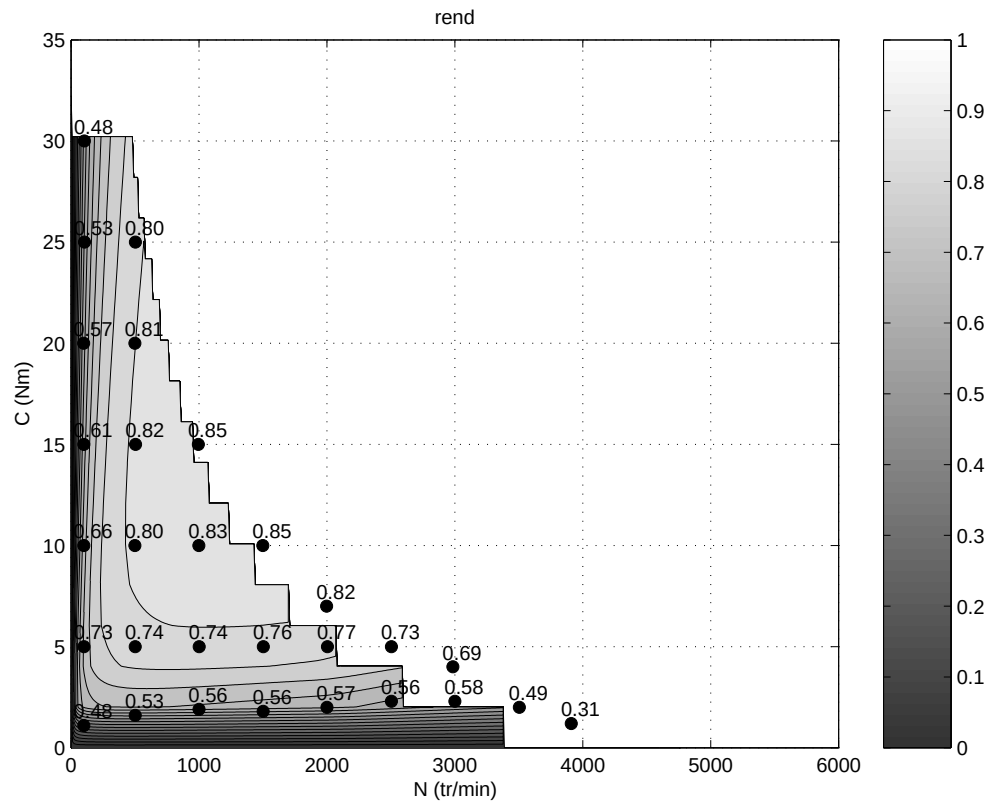
Les mesures sont effectuées à l'aide du matériel présenté à la section précédente. Nous réalisons également des mesures de puissances électriques au moyen d'un analyseur de puissance de marque Yokogawa (PZ4000) d'une précision de 0.1 %. Les pertes totales sont directement déduites de la puissance mécanique et de la puissance électrique. Les pertes Joule sont calculées à partir des mesures de courant et de température (évaluation de la résistance en fonction de la température). Les pertes mécaniques sont déduites de la mesure de vitesse grâce à la caractéristique établie lors des essais indirects (Cf. C.2). Enfin, les pertes fer sont évaluées en soustrayant pertes Joule et pertes mécaniques des pertes totales.

Mode démarreur

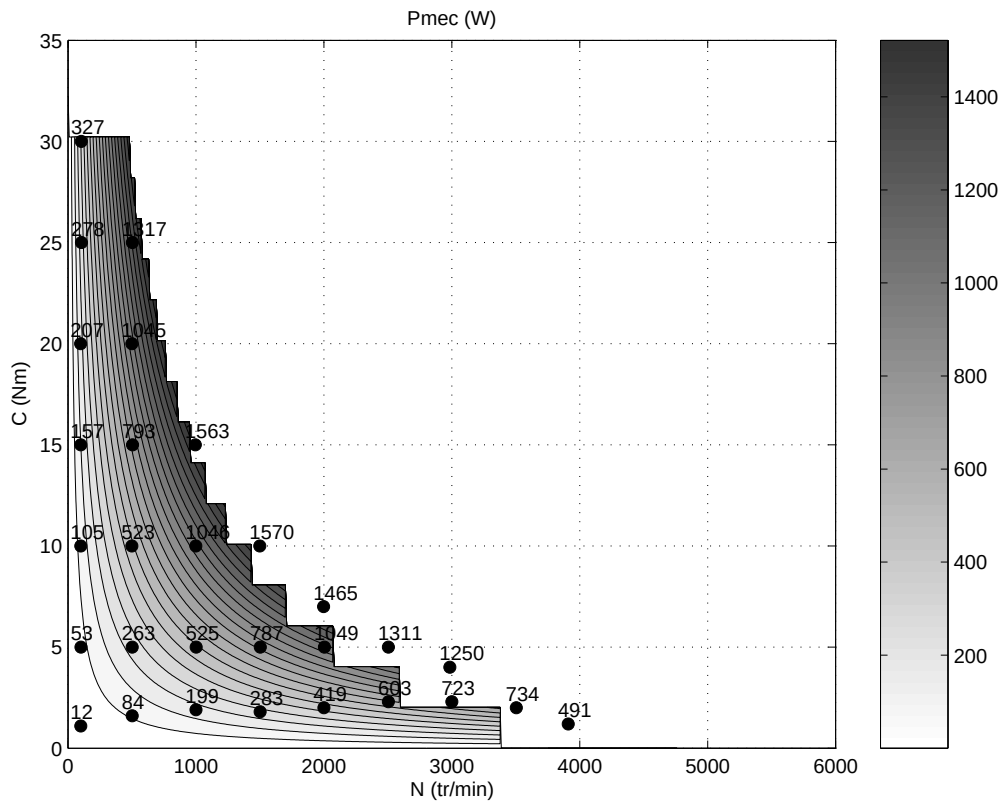
Le système est alimenté par une alimentation continue stabilisée. Elle délivre une tension continue constante de 40 V mais est limitée à une puissance à 2 kW. Les courants dans la machine sont limités par l'onduleur à 200 A crêtes (protection physique et limite dans les lois de commande). De ce fait, les lois de commande ont été recalculées en prenant en compte ces caractéristiques. La figure 4.6 montre rendement et puissance mécanique dans l'espace de fonctionnement couple-vitesse. Les isovaleurs correspondent aux calculs, les points aux mesures.

La comparaison simulations-mesures et les résultats nous amènent à plusieurs remarques :

- simulations et mesures sont assez *proches* : les limites de l'espace de fonctionnement se suivent assez bien et les valeurs mesurées entrent dans les zones prévues par les simulations. Cette comparaison montre que les modèles utilisés pour le calcul des lois de commande sont assez justes et précis (en mode démarreur). La validation rigoureuse de ces modèles devrait passer par l'étude des écarts entre les mesures et les simulations, et ce, en chaque point de l'espace de fonctionnement. Cela impliquerait une connaissance exacte des incertitudes liées aux mesures. Celles-ci sont malheureusement difficiles à déterminer quand on se rapproche des basses vitesses ou des faibles couples. A défaut, cette étude a été réalisée dans toute la zone à fort rendement ($0.8 < \eta < 0.9$). Dans cette zone, l'erreur maximale a lieu au point de plus faible rendement : $C=11$ Nm, $N=500$ tr/min, $\eta = 0.8$ et l'erreur vaut $\epsilon = 6.9$ % ;



(a) Rendement



(b) Puissance mécanique

FIG. 4.6 – Rendement et puissance mécanique en mode démarreur (isocourbes : simulations, points : mesures)

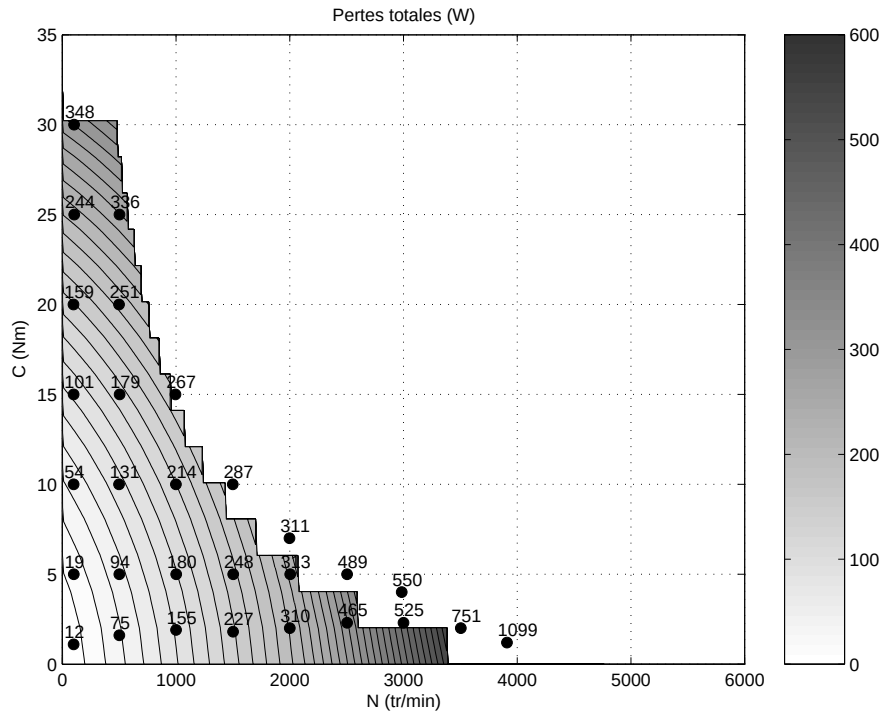
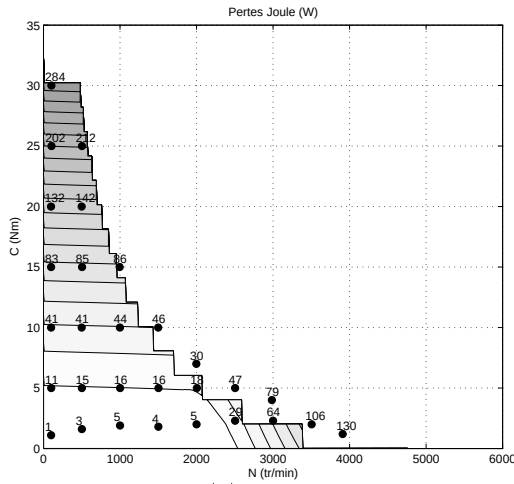
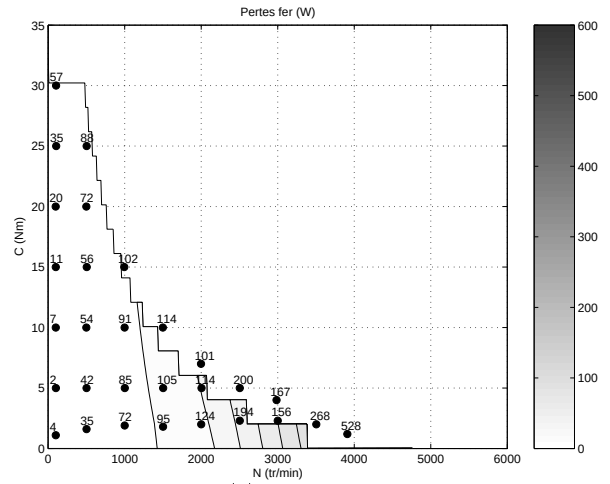
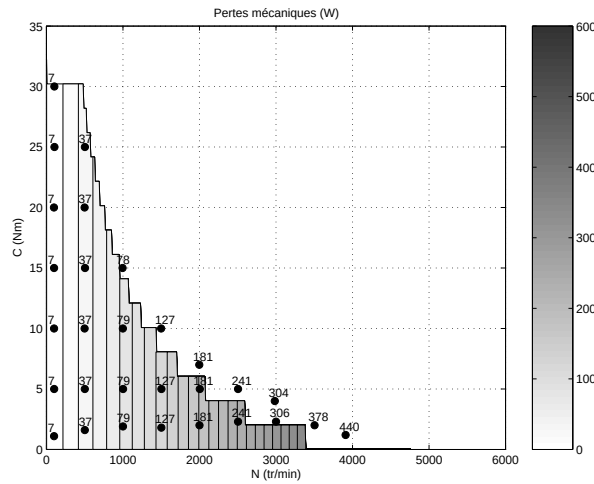
(a) *Pertes totales*(b) *Pertes Joule*(c) *Pertes fer*(d) *Pertes mécaniques*

FIG. 4.7 – Pertes en mode démarrage (isocourbes : simulations, points : mesures)

- en terme de performances, le couple est limité à 30 Nm environ. Cette limite est due au courant maximum de l'application (200 A crête) et était prévu lors du calcul. Comme nous l'avons vu dans les chapitres précédents, dès les faibles courants, la machine fonctionne de manière non-linéaire. Si l'on considère que le modèle va rester précis avec l'augmentation des courants, alors la machine alimentée par un onduleur acceptant des courants de 600 A efficaces pourrait développer le couple requis pour démarrer un moteur thermique (140 Nm). Dans le cadre de cette étude, ce résultat n'est pas encore validé expérimentalement mais paraît plausible ;
- quand la vitesse augmente, l'espace de fonctionnement est limité par la puissance électrique maximum délivrable par l'alimentation stabilisée (2000 W électrique, soit moins de 1600 W mécanique en sortie de machine). Au delà de 3800 tr/min, il devient alors difficile de faire des mesures, le couple diminuant en-deçà de 2 Nm ;
- enfin, globalement, le rendement est faible pour les faibles couples et les basses vitesses. Il tend vers 0.85 quand la puissance électrique augmente.

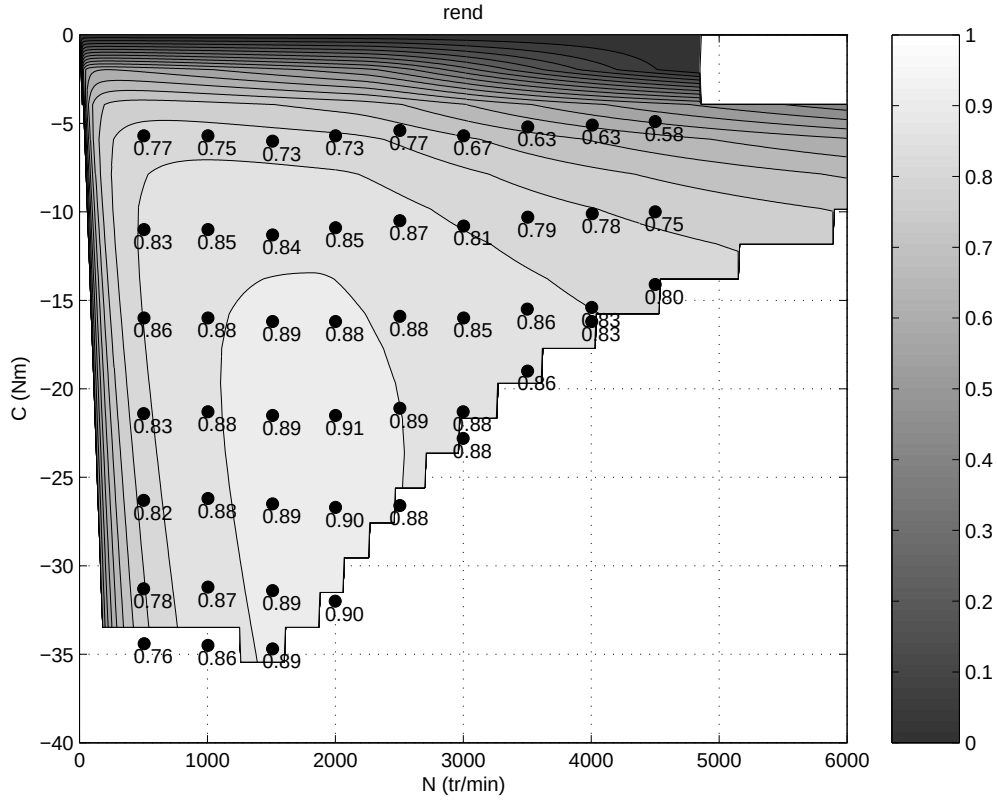
La figure 4.7 montre les différentes pertes dans l'espace de fonctionnement couple-vitesse. Les isovaleurs correspondent aux calculs, les points aux mesures.

Observations :

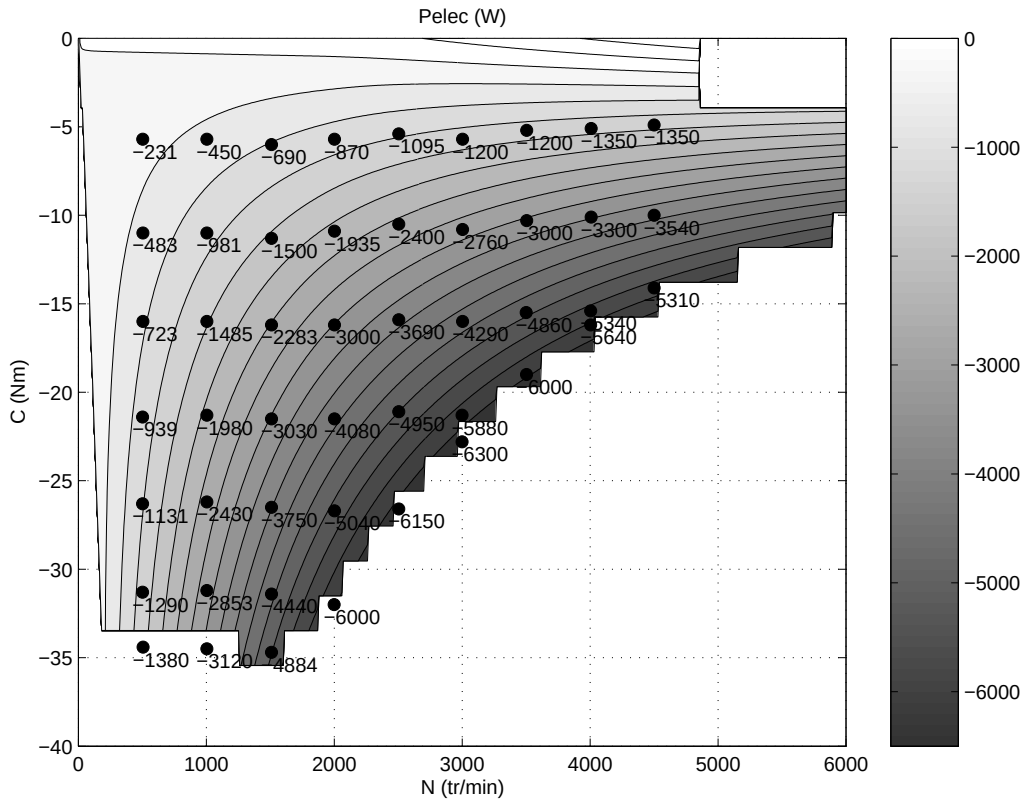
- la comparaison simulations-mesures permet de tirer les mêmes conclusions quant aux modèles utilisés ;
- du point de vue de la répartition des pertes, elles sont surtout importantes pour les forts courants et pour les grandes vitesses. Les courants importants engendrent beaucoup de pertes Joules, les vitesses élevées sont responsables de l'augmentation des pertes mécaniques et des pertes fer ;
- on notera que les pertes Joule sont assez importantes à grande vitesse alors que l'on développe beaucoup moins de couple. Ceci est dû à la circulation du courant direct nécessaire au défluxage de la machine.

Mode alternateur

Le système est relié à une charge active. Elle absorbe la puissance débitée par la machine tout en régulant la tension du bus continu à 42 V. Sa puissance est limitée à 6 kW. Les courants dans la machine sont toujours limités par l'onduleur à 200 A crêtes (protection physique et limite dans les lois de commande). La encore, les lois de commande ont été recalculées en prenant en compte ces caractéristiques. On notera que cette limite en courant nous permet presque de couvrir l'espace de fonctionnement prévu en mode alternateur. La figure 4.8 montre rendement et puissance électrique dans l'espace de fonctionnement couple-vitesse. Les isovaleurs correspondent aux calculs, les points aux mesures.

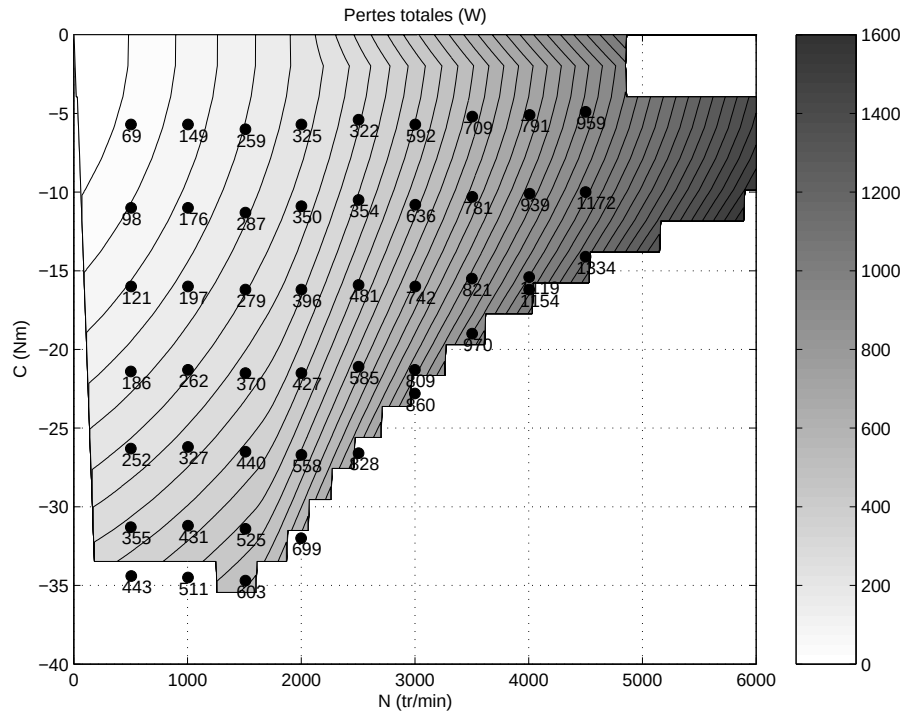
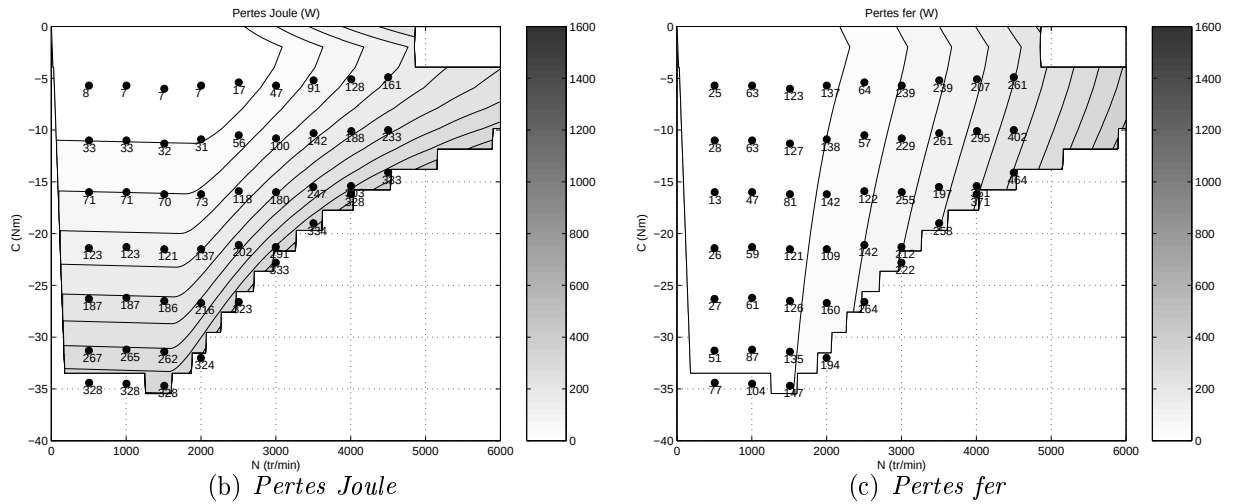
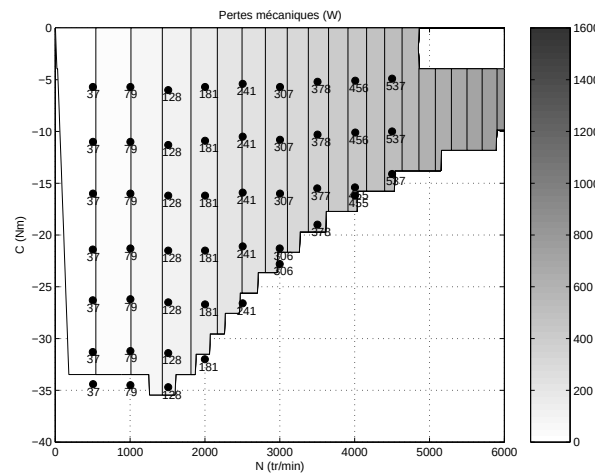


(a) Rendement



(b) Puissance mécanique

FIG. 4.8 – Rendement et puissance électrique en mode alternateur (isocourbes : simulations, points : mesures)

(a) *Pertes totales*(b) *Pertes Joule*(c) *Pertes fer*(d) *Pertes mécaniques*FIG. 4.9 – *Pertes en mode alternateur (isocourbes : simulations, points : mesures)*

Le mode alternateur donne le même type de résultats que le mode moteur :

- simulations et mesures sont cohérentes. Comme pour le mode démarreur, les espaces de fonctionnement sont assez proches et les mesures entrent dans les zones prédéterminées. Dans la zone à fort rendement ($\eta \simeq 0.9$), l'écart maximal est constaté pour le point à plus faible rendement : $C=-16$ Nm, $N=2000$ tr/min, $\eta = 0.88$ et $\epsilon = 2.9$ %. Pour les puissances, nous avons déterminé cet écart à la puissance maximale : $C=23$ Nm, $N=3000$ tr/min, $P_e=6300$ W (avec $\eta = 0.88$) et $\epsilon = 1.6$ % ;
- la machine fonctionnant la plupart du temps en mode alternateur, la maximisation du rendement est un point crucial pour l'application. Nous parvenons à obtenir un rendement supérieur à 80 % sur la majeure partie de l'espace de fonctionnement, avec une zone importante à plus de 90 %. Il est important de noter que ce rendement reste élevé (proche de 0.6) dans les zones à faible puissance et à vitesse élevée ($C=-6$ Nm, $N=4500$ tr/min). Or, à vitesse élevée, la majeure partie du courant sert à défluxer la machine ($i_d = -160$ A, $i_q = -15$ A) et non à produire de la puissance ;
- le couple maximum (en valeur absolue) est limité par le courant limite dû à l'onduleur. Contrairement au mode démarreur, c'est également le courant qui limite l'espace de fonctionnement quand la vitesse augmente. En effet, aux vitesses élevées, une part importante du courant est utilisé pour défluxer la machine, limitant ainsi la puissance maximale délivrable. La machine parvient tout de même à délivrer plus de 6 kW à 3000 tr/min. Avec une limite en courant légèrement supérieure (comme prévu dans le cahier des charges), nous pourrions atteindre les 8 kW attendus.

La figure 4.9 montre les différentes pertes dans l'espace de fonctionnement couple-vitesse. Les isovaleurs correspondent aux calculs, les points aux mesures. Ces courbes appuient nos observations précédentes et la répartition des pertes est la même qu'en mode démarreur.

4.2.2 Performances dynamiques

La section précédente nous a permis de valider les modèles utilisés et les performances de la machine en régime permanent. Néanmoins, en fonctionnement réel, la machine n'est jamais en régime permanent. Même en alternateur, la vitesse d'entraînement évolue toujours avec le régime du moteur thermique. Dans le même esprit, les besoins en puissance peuvent brutalement changer en fonction des besoins électriques (climatisation électrique, etc.).

Nous avons donc voulu vérifier si l'ensemble lois de commande optimales et correcteurs de courant permettait de passer d'un régime de puissance à un autre sans perdre le contrôle des courants. L'essai consiste en un échelon de couple (-5 à -20 Nm) en mode alternateur à vitesse constante (3000 tr/min).

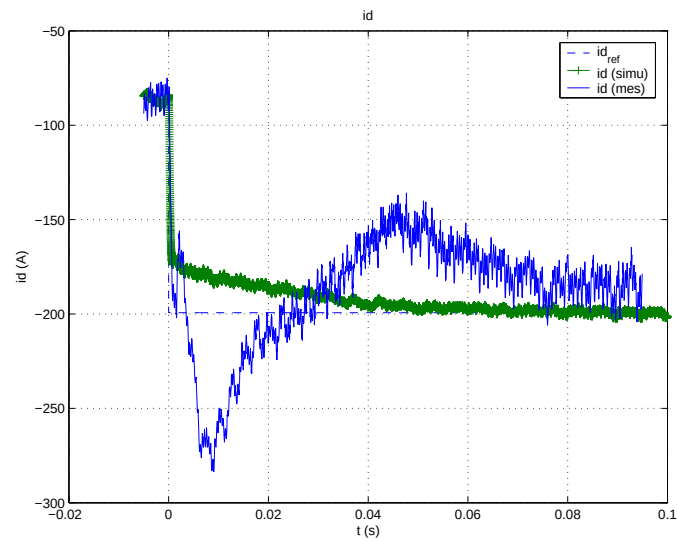
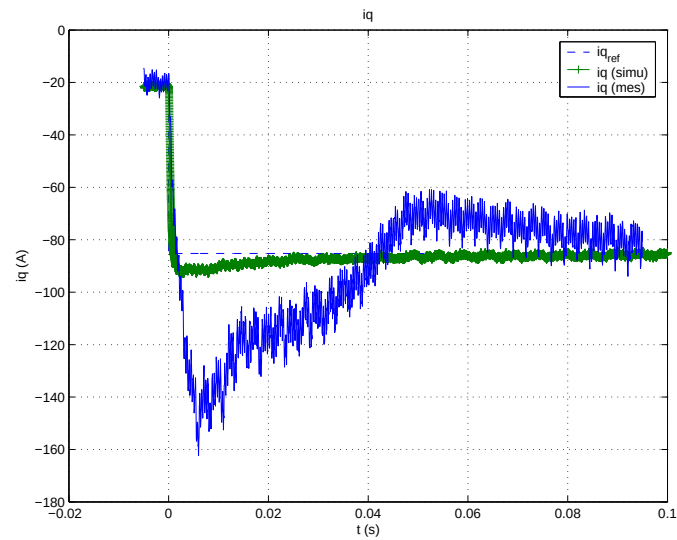
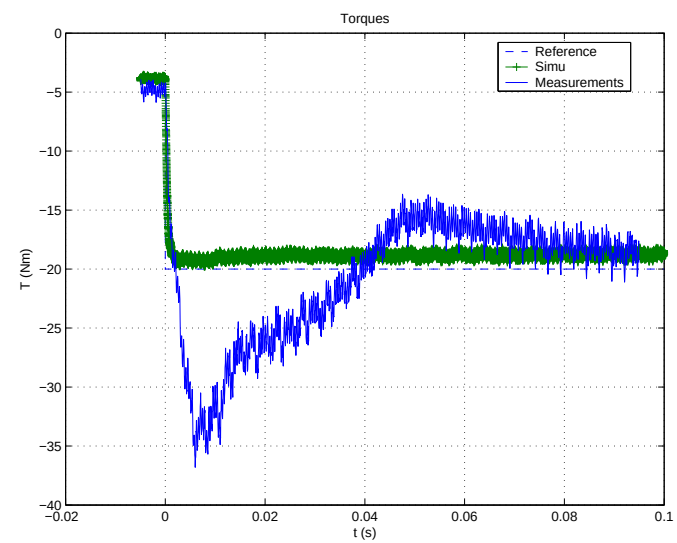
Les résultats expérimentaux sont confrontés à une simulation équivalente. Pour cette simulation, tous les éléments du système réel sont pris en compte :

- machine : saturation et pertes ;
- onduleur : MLI sinus-triangle (10 kHz), pertes ;
- alimentation : charge active (R-L-C + MLI), capacité de découplage (10mF) (et filtre) ;
- la vitesse est constante (alternateur - vitesse imposée à 3000 tr/min) ;
- contrôle : la machine est commandée par les lois de contrôle optimales, la consigne de couple consiste en un échelon de -5 Nm à -20 Nm.

La figure 4.10 donne l'évolution du couple et des courants direct et quadrature (consignes, simulation et mesures).

On peut remarquer :

- à 3000 tr/min, le courant le plus important est le courant i_d . Celui-ci est nécessaire pour défluxer la machine, réduire la tension induite et garder le contrôle des courants ;
- les correcteurs de courants sont efficaces, les courants i_d et i_q suivent précisément les consignes issues des tables de lois de commande. L'onduleur ne sature qu'à l'instant de l'échelon de couple, mais le contrôle des courants n'est jamais perdu ;
- nous constatons un dépassement assez important des courants mesurés et une différence entre simulations et mesures. Quand l'échelon a lieu, l'onduleur sature plus que ne le prévoyait la simulation, les courants dépassent leurs consignes puis les correcteurs PI réalisent leur action. Courants et couple atteignent leur consigne respective en 60 ms environ. Il apparaît donc que la limitation en tension prévue dans les simulations, et donc dans le calcul des lois de commande optimales, n'est pas tout à fait juste. Nous attribuons cette erreur à deux points. Premièrement, nous avons négligé la chute de tension dans les composants de puissance. Ce manque à gagner n'est pas crucial en régime permanent mais devient important

(a) Courant i_d (b) Courant i_q 

(c) Couple

FIG. 4.10 – Réponse à un échelon de couple

quand le système a un besoin important de tension (changement de niveau de courant). Le deuxième point est la modélisation du bus continu. Dans le cadre de cette étude, nous avons négligé l'inductance de ligne du bus continu. Or, cette ligne (2 m de câble environ) donne naissance à une inductance supplémentaire qui pourrait être à l'origine de cette limitation en tension supplémentaire et de ce dépassement ;

- la réponse à l'échelon de couple prend environ 60 ms. Pendant cette courte période, la puissance électrique générée par la machine passe de 1000 W à 6000 W. La machine est donc capable de délivrer sa puissance maximale en moins de 60 ms. Rappelons que cette machine est un générateur de puissance et non un actionneur et que ces performances dynamiques sont nettement meilleures (faible temps de réponse) que celles des alternateurs classiques (à griffes par exemple).

On peut retrouver ces résultats dans [CHÉDOT 04a].

4.3 Conclusion

L'ensemble des résultats des essais effectués sur l'ADI en version MAPI nous ont semblé satisfaisants.

Les résultats en régime permanent nous donnent deux informations importantes. Tout d'abord, la commande optimale fonctionne comme nous l'attendions. Les mesures effectuées donnent des résultats *proches* de ceux prédéterminés lors du calcul des lois de commande. Les modèles utilisés et le processus d'optimisation peuvent donc être considérés comme fiables, au moins dans la gamme de courant et de puissance rencontrée pendant la validation expérimentale.

Ensuite, la machine atteint les performances que requérait le cahier des charges initial. Le rendement est élevé sur la plus grande partie de l'espace de fonctionnement, en particulier en mode alternateur où il dépasse 80 %, voire 90 %. Compte-tenu de la limite en courant lors de nos essais, le couple en mode démarreur et la puissance électrique débitée en mode alternateur sont déjà importants. Si les modèles restent exacts sur l'ensemble de l'espace de fonctionnement, un couple de démarrage de 140 Nm et une puissance électrique maximale de 8 kW devraient pouvoir être atteints avec un onduleur acceptant des courants plus importants.

Les résultats en régime dynamique permettent de vérifier que le contrôle de la machine ne sera jamais perdu, même lors d'une variation brutale de la consigne de couple (donc du besoin en puissance). Tous les cas n'ont pas pu être traités mais celui réalisé représente une des situations les plus critiques avec un besoin rapide et important de puissance. Par la même occasion, la robustesse et la rapidité d'action des correcteurs de courant ont pu être validés. Des études paramétriques de ces correcteurs restent à réaliser mais ils offrent d'ores-et-déjà des performances importantes, tant en terme de rapidité que de robustesse. Pour finir, notons que durant cet essai, la machine a pu délivrer sa puissance maximale dans un temps très court : de 1000 à 6000 W en 60 ms.

Conclusion générale

LE TRAVAIL présenté constitue le troisième volet d'un programme de recherche ambitieux, débuté il y a cinq ans, au travers d'une collaboration UTC-LEC-VALEO. Ce programme visait à comparer des solutions du type *asynchrone*, *synchrone à rotor bobiné* et *synchrone à aimants permanents*.

Bilan

Le premier chapitre a permis de faire le point sur les différentes structures possibles et justifier la structure retenue. Celle-ci présente une très grande simplicité de réalisation, un effet de saillance à l'origine d'un couple réluctant non négligeable, et autorise d'importants niveaux de défluxage. Le rappel du principe de fonctionnement de ce type de machine a mis en valeur la nécessité d'une commande appropriée comme introduite dans [MORIMOTO 91]. Plusieurs études montrant l'effet de la saturation magnétique et des pertes fer sur les performances de la machine nous ont conduit à faire évoluer la commande en prenant en compte finement ces phénomènes.

A partir des conclusions de l'analyse bibliographique, nous avons développé une commande optimale issue de la commande classique mais prenant en compte l'ensemble des non-linéarités de l'application (saturation, pertes, tension variable). Le deuxième chapitre présente donc la modélisation fine du système, basée sur un modèle de machine aux éléments-finis et un modèle analytique de l'ensemble des constituants du système (batterie, convertisseur, etc.). Ces modèles ont ensuite été utilisés pour le calcul numérique des lois de contrôle optimales et ont permis d'évaluer les performances et l'espace de fonctionnement de la machine. Une dernière partie a mis en évidence l'influence de la température sur les performances de la machine et a introduit la notion de commande optimale adaptative, fonction de la température.

Le troisième chapitre traite de l'aspect *dynamique* de l'alternateur-démarrreur (AD). Il met en évidence son aspect système, rappelant au besoin les contraintes de l'ensemble des constituants, ainsi que la nécessité d'une approche dynamique de l'ensemble. Chaque modèle a été adapté de manière à prendre en compte les phénomènes dynamiques inexistant auparavant. En particulier, les modèles de saturation et de pertes dans la machine ont été intégrés dans un modèle dynamique *classique* et complet. Enfin, plusieurs modèles ont été étudiés et ajoutés spécifiquement (contrôle, bus continu, charge mécanique). Cet outil permet de prédéterminer le comportement du système en simulant différentes applications *réelles*. La simulation d'un cycle de démarrage nous a permis d'illustrer l'ensemble des phénomènes attendus et de mettre en valeur le comportement de chaque

composant.

Le dernier chapitre a été consacré à la description du dispositif expérimental et à la validation des résultats. Ces derniers nous ont confirmé la justesse des modèles utilisés dans la gamme de puissance et de courant rencontrée et ont validé le principe des lois de commandes optimales développées dans cette étude. Un essai dynamique fortement contraint a, quant à lui, validé la robustesse de l'ensemble lois de contrôle optimales – correcteurs de courant.

De l'ensemble de l'étude, un certain nombre de points méritent d'être soulignés. L'ensemble des résultats montre que la machine à aimants permanents répond au cahier des charges contraignant d'un alterno-démarrreur :

- son rotor est d'une grande simplicité et ne présente pas d'échauffement propre ;
- bien que de modélisation complexe, le recours à un contrôle à partir de solutions pré-calculées reste simple ;
- les performances énergétiques sont tout à fait satisfaisantes. En effet, sur la plus grande partie de l'espace de fonctionnement, le rendement dépasse 80 %. Même en régime défluxé, pour lequel les pertes fer (forte saturation locale) et les pertes Joule sont importantes (forte composante i_d), le rendement reste élevé ;
- la puissance massique est nettement supérieure à celle de la machine asynchrone, car, tous paramètres identiques par ailleurs, la puissance de sortie maximale en mode générateur s'établit à 6 kW contre 4,5 kW pour la version asynchrone. En outre, contrairement à la version asynchrone, cette puissance reste disponible jusqu'à la vitesse maximale de 6000 tr/mn [LEC 02].

Perspectives

Au terme de cette étude, les solutions asynchrones et synchrones (rotor bobiné et aimants permanents) auront été analysées, développées et validées en laboratoire et sur démonstrateurs.

Leur diffusion sera liée à leur compétitivité et nécessite des études plus génériques, d'ores et déjà en cours dans le cadre de la collaboration UTC-LEC-VALEO (maîtrise des pertes dans le convertisseur de puissance, réduction des capacités du bus continu, suppression des capteurs de position, suppression des contacts glissants dans la version synchrone à rotor bobiné).

La grande inconnue reste l'accueil du public (client) à ce type d'évolution. Le *Mon-dial de l'Auto 2004* devrait donner des éléments de réponses, puisqu'il verra l'apparition du premier véhicule de série commercialisé, équipé d'un alterno-démarrreur : le C3 de PSA, équipé d'un ADS VALEO à griffes, doté de la fonction *Stop and Start*.

Souhaitons que cette technologie utile pour tous, permettant à la fois un avantage client (la réduction de consommation) et un avantage citoyen (la baisse des émissions de CO_2)¹, soit la première étape de la contribution française de l'association du *moteur électrique* au *moteur thermique* dans la recherche du véhicule propre de demain.

1. Extrait du communiqué de presse - groupe PSA - juin 2004

ANNEXES CONFIDENTIELLES

Bibliographie

- [ADNANES 91] A.K. ADNANES & T.M. UNDELAND. *Optimum torque performance in PMSP drives above rated speed*. In Annual meeting IEEE Ind. Appl. Soc., pages 169–175, Oct. 1991.
- [AMARA 01a] Y. AMARA. *Contribution à la conception et à la commande des machines synchrones à double excitation. Application au véhicule hybride*. PhD thesis, Université Paris XI, Ecole Normale Supérieure de Cachan - Laboratoire Electricité Signaux et Robotique, 2001.
- [AMARA 01b] Y. AMARA, J. LUCIDARNE, M. GABSI, M. LÉCRIVAIN, A.H. BEN AHMED & A.D. AKÉMAKOU. *A new topology of hybrid synchronous machine*. IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 37, no. 5, pages 1273–1281, Sep./Oct. 2001.
- [ARJONA LOPEZ 99] M.A. ARJONA LOPEZ & D.C. MACDONALD. *A new lumped steady-state synchronous machine model derived from finite element analysis*. IEEE Trans. Energy Conv., vol. 14, no. 1, pages 1–7, Mar. 1999.
- [ATALLAH 92] K. ATALLAH, Z.Q. ZHU & D. HOWE. *An improved method for predicting iron losses in brushless permanent magnet DC drives*. IEEE Trans. Mag., vol. 28, no. 5, pages 2997–2999, Sep. 1992.
- [BERTOTTI 88] G. BERTOTTI. *General properties of Power Losses in Soft Ferromagnetic Materials*. IEEE Trans. Mag., vol. 24, no. 1, pages 621–630, Jan. 1988.
- [BERTOTTI 91] G. BERTOTTI, A. BOGLIETTI, D. CHIAMPI, D. CHIARABAGLIO, F. FIORILLO & M. LAZZARI. *An improved estimation of iron losses in rotating electrical machines*. IEEE Trans. Mag., vol. 27, no. 6, pages 5007–5009, Nov. 1991.
- [BETZ 91] R.E. BETZ. *Control of synchronous reluctance machines*. In Annual meeting IEEE Ind. Appl. Soc., pages 456–462, Sep. 1991.
- [BETZ 93] R.E. BETZ, R. LAGERQUIST, M. JOVANOVIĆ, T.J.E. MILLER & R.H. MIDDLETON. *Control of synchronous reluctance machines*. IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 29, no. 6, pages 1110–1122, Nov./Dec. 1993.
- [BIANCHI 00] N. BIANCHI, S. BOLOGNANI & B.J. CHALMERS. *Salient-rotor PM synchronous motors for an extended flux-weakening operation range*. IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 36, no. 4, pages 1118–1125, Jul./Aug. 2000.
- [BISHOP 82] J.E.L. BISHOP. *Simulation of skew domain wall bowing in SiFe laminations with asymmetric roll orientation*. IEEE Trans. Mag., vol. 18, no. 4, pages 970–980, Jul. 1982.

- [BOLDEA 88] I. BOLDEA & S.A. NASAR. *A general equivalent circuit (GEC) of electric machines including crosscoupling saturation and frequency effects*. IEEE Energy Conv., vol. 3, no. 3, pages 689–695, Sep. 1988.
- [BOLDEA 92] I. BOLDEA, N. MUNTEAN, S. DEACONU, S.A. NASAR & Z. FU. *Distributed anisotropy rotor synchronous drives (DARSYN) – Motor identification and performance*. In Int. Conf. Electrical machines, pages 542–546, 1992.
- [BOSE 88] B.K. BOSE. *A high-Performance Inverter-Fed Drive System of an Interior Permanent Magnet Synchronous Machine*. IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 24, no. 6, pages 987–997, 1988.
- [BOSORTH 93] R.M. BOSORTH. Ferromagnetism. IEEE Press, 1993.
- [BOTTAUSCIO 02] O. BOTTAUSCIO, A. CANOVA, M. CHIAMPI & M. REPETTO. *Iron losses in electrical machines : influence of different material models*. IEEE Trans. Mag., vol. 38, no. 2, pages 805–808, Mar. 2002.
- [CAHILL 62] D.P.M. CAHILL, B. ADKINS, M.W. DEGNER & R.D. LORENZ. *The permanent-magnet synchornous motor*. Proc. IEE, vol. 109, no. 48, pages 483–491, 1962.
- [Ced 96] Cedrat. *Analyse des dispositifs électriques, magnétiques et thermiques par la méthode des éléments finis. Notice d'utilisation générale*, Oct. 1996.
- [CHALMERS 85] B.J. CHALMERS, S.A. HAMED & G.D. BAINES. *Parameters and performance of a high-field permanent-magnet synchronous motor for variable-frequency operation*. IEE, part B, vol. 132, no. 3, pages 117–124, May 1985.
- [CHALMERS 92] B.J. CHALMERS. *Influence of saturation in brushless permanent-magnet motor drives*. IEE, part B, vol. 139, pages 51–52, 1992.
- [CHALMERS 96] B.J. CHALMERS, L. MUSABA & D.F. GOSDEN. *Variable-frequency synchronous motor drives for electrical vehicles*. IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 32, no. 4, pages 896–903, Jul./Aug. 1996.
- [CHÉDOT 00] L. CHÉDOT. *Alterno-démarrreur intégré – machine à rotor bobiné*. Projet de fin d'études d'ingénieur – Valeo Systèmes électriques, Université de Technologie de Compiègne, 2000.
- [CHÉDOT 01] L. CHÉDOT. *Etude paramétrique d'un alternor-démarrreur synchrone à aimants permanents internes – modèle magnétique*. Rapport de DEA – DEA de Génie Electrique de Paris, Université de Technologie de Compiègne, Laboratoire d'Electromécanique de Compiègne, 2001.
- [CHÉDOT 03a] L. CHÉDOT & G. FRIEDRICH. *Comparison of direct and adaptative optimal controls for interior permanent magnet synchronous integrated starter-generator*. In Int. Elec. Mach. Drive Conf., Madison, WI, Jun. 2003.
- [CHÉDOT 03b] L. CHÉDOT & G. FRIEDRICH. *Optimal control of interior permanent magnet synchronous integrated starter-generator*. In Conf. European Power Electronics Ass., Toulouse, Sep. 2003.
- [CHÉDOT 04a] L. CHÉDOT & G. FRIEDRICH. *A cross saturation model for interior permanent magnet synchronous machine. Application to a starter-generator*. In IEEE Ind. Appl. Soc. Annual Meeting, Seattle, Oct. 2004.

- [CHÉDOT 04b] L. CHÉDOT & G. FRIEDRICH. *A dynamic model for interior permanent magnet synchronous machine. Application to a starter-generator*. In Int. Conf. Elec. Mach., Cracovie, Pologne, Sep. 2004.
- [DAVIS 03] R.I. DAVIS & R.D. LORENZ. *Engine torque ripple cancellation with an integrated starter alternator in a hybrid electric vehicle : implementation and control*. IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 39, no. 6, pages 283–296, Nov./Dec. 2003.
- [DENG 99] F. DENG. *An improved iron loss estimation for permanent magnet brushless machines*. IEEE Trans. Energy Conv., vol. 14, no. 4, pages 1391–1395, Dec. 1999.
- [DHATT 84] G. DHATT & G. TOUZOT. *Une présentation de la méthode des éléments finis*. Maloine, 2 edition, 1984.
- [DUMAS 93a] F. DUMAS. *Contribution à la modélisation des pertes fer dans les machines électriques tournantes*. PhD thesis, Université de Technologie de Compiègne, Laboratoire d'Electromécanique de Compiègne, Nov. 1993.
- [DUMAS 93b] F. DUMAS, J.M. BIEDINGER & D. LEMOINE. *Coupled model of the interior type permanent magnet synchronous motor. Application to a SIEMO-SYN motor*. In Int. asso. MATH. Comp. Simu., volume 1, pages 144–147, Jul. 1993.
- [EL-SERAFI 88] A.M. EL-SERAFI, A.S. ABDALLAH, M.K. EL-SHERBINY & E.H. BADAWY. *Experimental study of the saturation and the cross-magnetizing phenomenon in saturated synchronous machines*. IEEE Trans. Energy Conv., vol. 3, no. 4, pages 815–823, Dec. 1988.
- [EL-SERAFI 92a] A.M. EL-SERAFI & A.S. ABDALLAH. *Saturated synchronous reactances in synchronous machines*. IEEE Trans. Energy Conv., vol. 7, no. 3, pages 355–369, Sep. 1992.
- [EL-SERAFI 92b] A.M. EL-SERAFI, J. WU & A.S. ABDALLAH. *Saturation representation in synchronous machine models*. Elec. Mach. Power Syst., vol. 20, pages 355–369, 1992.
- [EL-SERAFI 93] A.M. EL-SERAFI & J. WU. *Determination of the parameters representing the cross-magnetizing effect in saturated synchronous machines*. IEEE Trans. Energy Conv., vol. 8, no. 3, pages 333–342, Sep. 1993.
- [FONSECA 00] A. FONSECA. *Comparaison de machines à aimants permanents pour la traction de véhicules électriques et hybrides*. PhD thesis, Institut National Polytechnique de Grenoble, Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble, 2000.
- [FORGEZ 00a] C. FORGEZ, G. FRIEDRICH & J.M. BIEDINGER. *Method to find the hybridization rate for a parallel hybrid electrical vehicle*. In Elec. Vehicle Symposium, Montréal, Oct. 2000.
- [FORGEZ 00b] C. FORGEZ, G. FRIEDRICH & J.M. BIEDINGER. *Système flou de supervision des modes de fonctionnement d'un véhicule hybride électrique parallèle*. In GEVIQ, Marseille, 2000.
- [FRIEDRICH 91] G. FRIEDRICH. *Application à la robotique mobile de la machine synchrone autopilotée*. Revue générale d'électricité, vol. 3/91, pages 1–5, 1991.

- [FRIEDRICH 94] G. FRIEDRICH. *Comparative study of three control strategies for the synchronous salient poles and wound rotor machine in automotive applications with on boards energy*. In IEE Power Electronics and Variable-speed Drives Conf., pages 706–709, Oct. 1994.
- [FRIEDRICH 98] G. FRIEDRICH & M. KANT. *Choice of drives for electrical vehicles : a comparison between two permanent magnet AC machines*. IEE Proc. - Elec. Power Appl., vol. 145, no. 3, pages 247–252, May 1998.
- [FRIEDRICH 02] G. FRIEDRICH, L. CHÉDOT & J.M. BIEDINGER. *Comparison of two optimal machine design for integrated starter-generator applications*. In Int. Conf. Electrical machines, Aug. 2002.
- [FRIEDRICH 04] G. FRIEDRICH. *Battery management system. Necessity of an accurate model for the battery. Application to Ni-MH battery*. In Franco-chinese workshop on advanced battery for electric vehicle, Pekin, Apr. 2004.
- [FUCHS 73] E.F. FUCHS & E.A. ERDELYI. *Nonlinear theory of turboalternators, part II. Load dependent synchronous reactances*. IEEE Trans. Power App. Syst., vol. 92, no. 2, pages 592–599, Apr. 1973.
- [HARRIS 70] M.R. HARRIS, P.J. LAWRENSEN & J.M. STEPHENSON. *Per-unit systems*. Cambridge university press, 1970.
- [HOBRAICHE 05] J. HOBRAICHE. *Comparaison de stratégies de modulation de largeur d'impulsions – Application à l'alternateur-démarrateur*. PhD thesis, Université de Technologie de Compiègne, Laboratoire d'Electromécanique de Compiègne, 2005. *En cours*.
- [HONDA 98] Y. HONDA, T. HIGAKI, S. MORIMOTO & Y. TAKEDA. *Rotor design optimisation of a multi-layer interior permanent-magnet synchronous motor*. IEE Proc. - Elec. Power Appl., vol. 145, no. 2, pages 119–124, Mar. 1998.
- [HONSINGER 82] V. HONSINGER. *The fields and parameters of interior type AC permanent magnet machines*. IEEE Trans. Power Appl. Syst., vol. 101, no. 4, pages 867–876, Apr. 1982.
- [HWANG 01] C.C. HWANG & Y.H. CHO. *Effects of Leakage Flux on Magnetic Fields of Interior Permanent Magnet Synchronous Motors*. IEEE Trans. Mag., vol. 37, no. 4, pages 3021–3024, Jul. 2001.
- [IDA 97] N. IDA & J. BASTOS. *Electromagnetics and calculation of fields*. Springer, 1997.
- [IDE 99] K. IDE, S. WAKUI, K. SHIMA & M. TAKAHASHI. *Analysis of saturated synchronous reactances of a large turbine generator by considering cross-magnetizing reactances using finite elements*. IEEE Trans. Energy Conv., vol. 14, no. 1, pages 66–71, Mar. 1999.
- [IONEL 95] D.M. IONEL, J.F. EASTHAM & T. BETZER. *Finite element analysis of a novel brushless DC motor with flux barriers*. IEEE Trans. Mag., vol. 31, no. 6, pages 3749–3751, Nov. 1995.
- [JAHNS 86] T.M. JAHNS, G.B. KLIMAN & T.W. NEUMANN. *Interior permanent magnet synchronous motors for adjustable-speed drives*. IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 22, pages 803–813, July/Aug. 1986.

- [JAHNS 87] T.M. JAHNS. *Flux-weakening regime operation of an interior permanent-magnet synchronous motor drive*. IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 23, pages 681–689, Jul./Aug. 1987.
- [KAMOUN 85] M. KAMOUN & M. POLOUJADOFF. *Experimental study of the effect of saturation on the steady state operation of a salient pole microalternator*. Elec. Mach. Power Syst., vol. 10, pages 325–334, 1985.
- [KONIECZKA 03] A. KONIECZKA. *Contribution à l'optimisation de la commande d'un alterno-démarreur intégré asynchrone*. PhD thesis, Université de Technologie de Compiègne, Laboratoire d'Electromécanique de Compiègne, 2003.
- [KUHN 04] E. KUHN. *Conception optimale d'une motorisation hybride parallèle*. PhD thesis, Université de Technologie de Compiègne, Laboratoire d'Electromécanique de Compiègne, 2004.
- [LAJOIE-MAZENC 84] M. LAJOIE-MAZENC, P. MATTHIEU & B. DAVAT. *Utilisation des aimants permanents dans les machines à commutation électronique*. Rev. Gén. Elec., pages 605–612, Oct. 1984.
- [LAJOIE-MAZENC 85] M. LAJOIE-MAZENC, C. VILLANUEVA & J. HECTOR. *Study and implemantation of hysteresis controlled inverter on a PM synchronous machine*. IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 21, pages 408–413, Mar./Apr. 1985.
- [LEC 02] LEC. *Programme de recherche commune VALEO-UTC. Rapport annuel*. Rapport technique, VALEO-UTC, 2002.
- [LESBROUSSART 97] C. LESBROUSSART. *Etude d'une stratégie de modulation de largeur d'impulsions pour un onduleur de tension triphasé à deux ou trois niveaux : la Modulation Delta Sigma Vectorielle*. PhD thesis, Université de Technologie de Compiègne, Laboratoire d'Electromécanique de Compiègne, 1997.
- [LESENNE 80] J. LESENNE, G. SÉGUIER & F. NOTELET. *Introduction à l'électrotechnique approfondie*. Technique et documentation, 1980.
- [LEVI 99] E. LEVI. *Saturation modelling in d-q axis models of salient pole synchronous machine*. IEEE Trans. Energy Conv., vol. 14, no. 1, page 44, Mar 1999.
- [LIWSCHITZ 67] M. LIWSCHITZ. *Calcul des machines électriques*. SPES Lausanne, 1967.
- [LOVELACE 00] E.C. LOVELACE, T.M. JAHNS & J.H. LANG. *Impact of saturation and inverter cost on interior PM synchronous machine drive optimization*. IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 36, no. 3, pages 681–689, May./Jun. 2000.
- [LY 03] S. LY. *Etude des lois de commande d'un alterno-démarreur intégré*. PhD thesis, Université de Technologie de Compiègne, Laboratoire d'Electromécanique de Compiègne, 2003.
- [MADEMLIS 01] C. MADEMLIS & V. AGELIDIS. *On considering Magnetic Saturation with Maximum Torque per Current Control in Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Drives*. IEEE Trans. Energy Conv., vol. 16, no. 3, pages 246–252, Sep. 2001.
- [Mat 00a] The MathWorks Inc. *Matlab user's guide*, 2000.

- [Mat 00b] The MathWorks Inc. *Optimization toolbox user's guide for use with Matlab*, 2000.
- [MENU 96] F. MENU. Modélisation de la machine synchrone à rotor bobiné et à pôles saillants dans les applications véhicules électriques. Rapport de DEA, Université de Technologie de Compiègne, Laboratoire d'Electromécanique de Compiègne, 1996.
- [MILLER 89] T.J.E. MILLER. *Brushless permanent magnet and reluctant motor drive*. Oxford university press, 1989.
- [MILLER 94] T.J.E. MILLER & R. RABINOVICI. *Back-EMF waveforms and core losses in brushless DC motors*. IEE Proc. - Elec. Power Appl., vol. 141, no. 3, pages 144–154, May. 1994.
- [MORIMOTO 90] S. MORIMOTO, Y. TAKEDA, T. HIRASA & K. TANIGUCHI. *Expansion of operating limits for permanent magnet motor by current vector control considering inverter capacity*. IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 26, pages 866–871, Sep./Oct. 1990.
- [MORIMOTO 91] S. MORIMOTO, K. HATANAKA, Y. TONG, Y. TAKEDA & T. HIRASA. *High performance servo-drive system of salient pole permanent magnet synchronous motor*. In Annual meeting IEEE Ind. Appl. Soc., pages 463–468, 1991.
- [MORIMOTO 93a] S. MORIMOTO, K. HATANAKA, Y. TONG, Y. TAKEDA & T. HIRASA. *Servo Drive System and Control Characteristics of Salient Pole Permanent Magnet Synchronous Motor*. IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 29, no. 2, pages 339–343, Mar./Apr. 1993.
- [MORIMOTO 93b] S. MORIMOTO, Y. TAKEDA, K. HATANAKA & T. HIRASA. *Design and Control System of Inverter-Driven Permanent Magnet Synchronous Motors for High Torque Operation*. IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 29, no. 6, pages 1150–1155, Nov./Dec. 1993.
- [MORIMOTO 94a] S. MORIMOTO, M. SANADA & Y. TAKEDA. *Effects and compensation of magnetic saturation in flux-weakening controlled permanent magnet synchronous motor drives*. IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 30, no. 6, pages 1632–1637, Sep./Oct. 1994.
- [MORIMOTO 94b] S. MORIMOTO, M. SANADA & Y. TAKEDA. *Wide-Speed Operation of Interior Permanent Magnet synchronous Motors with High-Performance Current Regulator*. IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 30, no. 4, pages 920–926, Jul./Aug. 1994.
- [MORIMOTO 01] S. MORIMOTO, M. SANADA & Y. TAKEDA. *Performance of PM-assisted synchronous motor for high-efficiency and wide constant-power operation*. IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 37, no. 5, pages 1234–1240, Sep./Oct. 2001.
- [MULTON 95] B. MULTON, J. LUCIDARNE & L. PRÉVOND. *Analyse des possibilités de fonctionnement en régime de désexcitation des moteurs à aimants permanents*. Journal Physique III, pages 623–640, 1995.
- [OJO 89] J.O. OJO & T.A. LIPO. *An improved model for saturated salient pole synchronous motors*. IEEE Trans. Energy Conv., vol. 4, no. 1, pages 135–142, Mar. 1989.

- [OSTOVIC 89] V. OSTOVIC. Dynamics of saturated electric machines. Springer Verlag, 1989.
- [PARASILITI 89] F. PARASILITI & P. POFFET. *A model for saturation effects in high-field permanent magnet synchronous motors*. IEEE Trans. Energy Conv., vol. 4, no. 3, pages 487–494, Sep. 1989.
- [PLASSE 01] C. PLASSE, M. CHEMIN, G. LACAMOIRE & E. VON WESTERHOLT. *L'alternodémarreur, du Stop   Go au groupe motopropulseur hybride*. In Congrès de la Société des Ingénieurs Automobile, Versailles, Nov. 2001.
- [PLASSE 03] C. PLASSE, A. AKEMAKOU, P. ARMIROLI & D. SEBILLE. *L'alternodémarreur, du Stop   Go au groupe motopropulseur Mild Hybride*. In Prop'Elec, Aix-en-Provence, Mar. 2003.
- [PRY 58] R.H. PRY & C.P. BEAN. *Calculation of the energy loss in magnetic sheet materials using a domain model*. Journal Appl. Phys., vol. 29, no. 3, pages 532–533, Mar. 1958.
- [RICHTER 84] E. RICHTER & T. NEUMANN. *Saturation effects in salient pole synchronous motors with permanent magnet excitation*. In Int. Conf. Electrical machines, volume 2, pages 603–606, Sept. 1984.
- [SCHIFERL 89] R. SCHIFERL & T.A. LIPO. *Core loss in buried permanent magnet synchronous motors*. IEEE Trans. Energy Conv., vol. 4, no. 2, pages 279–284, Jun. 1989.
- [SCHIFERL 90] R. SCHIFERL & T.A. LIPO. *Power capability of salient pole permanent magnet synchronous motors in variable speed drive applications*. IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 26, pages 115–123, 1990.
- [SEBASTIAN 87] T. SEBASTIAN & G.R. SLEMON. *Operating limits of inverter-driven permanent magnet motor-drives*. IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 23, pages 327–333, Mar./Apr. 1987.
- [SÉGUIER 94] G. SÉGUIER & F. NOTELET. Electrotechnique industrielle. Technique et documentation, 1994.
- [SLEMON 90] G.R. SLEMON & X. LIU. *Core losses in permanent magnet motors*. IEEE Trans. Mag., vol. 26, no. 5, pages 1653–1655, Sep. 1990.
- [SNEYERS 85] B. SNEYERS, D.W. NOVOTNY & T.A. LIPO. *Field weakening in buried permanent magnet AC motor drives*. IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 21, pages 398–407, Mar./Apr. 1985.
- [SOONG 93a] W.L. SOONG & T.J.E. MILLER. *Practical field-weakening performance of the five classes of brushless synchronous AC motor drive*. In Conf. European Power Electronics Ass., pages 303–310, 1993.
- [SOONG 93b] W.L. SOONG & T.J.E. MILLER. *Theoretical limitations to the field-weakening performance of the five classes of brushless synchronous AC motor drive*. In Conf. Electrical machines and drives, pages 127–132, Sep. 1993.
- [SOONG 94] W.L. SOONG & T.J.E. MILLER. *Field-weakening performance of brushless synchronous AC motor drives*. IEE Proc. - Elec. Power Appl., vol. 141, no. 6, pages 331–340, 1994.

- [SOONG 95] W.L. SOONG, D.A. STATON & T.J.E. MILLER. *Design of a new axially-laminated interior permanent magnet motor*. IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 31, no. 2, pages 358–367, Mar./Apr. 1995.
- [STUMBERGER 03] B. STUMBERGER, G. STUMBERGER, D. DOLINAR, A. HAMLER & M. TRLEP. *Evaluation of saturation and cross-magnetization effects in interior permanent-magnet synchronous motor*. IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 39, no. 5, pages 1264–1271, Sep./Oct. 2003.
- [TAHAN 95] S.-A. TAHAN & I. KAMWA. *A two-factor saturation model for synchronous machines with multiple rotor circuits*. IEEE Trans. Energy Conv., vol. 10, no. 4, pages 609–616, Dec. 1995.
- [TSENG 99] K.J. TSENG & S.B. WEE. *Analysis of flux distribution and core losses in interior permanent magnet motor*. IEEE Trans. Energy Conv., vol. 14, no. 4, pages 969–975, Dec. 1999.
- [VAS 86] P. VAS, K.E. HALLENIUS & J.E. BROWN. *Cross-saturation in smooth-air-gap electrical machines*. IEEE Trans. Energy Conv., vol. 1, no. 1, pages 103–112, 1986.
- [VAS 90] P. VAS. *Vector control of ac machines*. Springer, 1990.
- [VOYANT 97] J.Y. VOYANT. *Calcul des performances d'une machine synchrone à pôles saillants*. PhD thesis, Institut National Polytechnique de Grenoble, Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble, 1997.
- [WESTBROOK 02] M.H. WESTBROOK. *The electric car*. IEE, 2002.
- [XU 91] L. XU, X. XU, T.A. LIPO & D.W. NOVOTNY. *Vector control of a synchronous reluctance motor including saturation and iron loss*. IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 27, pages 977–985, 1991.
- [XU 95] L. XU, L. YE, L. ZHEN & A. EL-ANTABLY. *A new design concept of permanent magnet machine for flux weakening operation*. IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 31, no. 2, pages 373–378, Mar./Apr. 1995.