



**HAL**  
open science

# Contribution au développement de la partie électromécanique d'un compresseur pour climatisation de véhicule électrique

Mohamed Khanchoul

► **To cite this version:**

Mohamed Khanchoul. Contribution au développement de la partie électromécanique d'un compresseur pour climatisation de véhicule électrique. Autre [cond-mat.other]. Université Paris Sud - Paris XI, 2012. Français. NNT : 2012PA112384 . tel-00783646

**HAL Id: tel-00783646**

**<https://theses.hal.science/tel-00783646>**

Submitted on 1 Feb 2013

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

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

UNIVERSITE PARIS-SUD  
ÉCOLE DOCTORALE : STITS  
Laboratoire de Génie Electrique de Paris

DISCIPLINE PHYSIQUE

THÈSE DE DOCTORAT

soutenue le 13/12/2012

par

**Mohamed Khanchoul**

Sujet de la thèse :

**Contribution au développement de la partie  
électromécanique d'un compresseur  
pour climatisation  
de véhicule électrique**

Composition du jury :

Président du jury :

Rapporteurs : M. Stéphane Caux

M. Michel Hecquet

Membres : Mme Dorothee Normand-Cyrot

M. Gérard Champenois

Membre invité : M. Eric Blanc

**Directeur de thèse** : M. Mickael Hilairt

**Co-encadrant de thèse** : M. Guillaume Krebs

Maître de conférences

(HDR)(Inp-Toulouse)

Professeur (Ecole Centrale de Lille)

Directeur de recherche CNRS

Professeur (Université de Poitiers)

Ingénieur (Valeo)

Professeur (Université Franche-Comté)

Maître de conférences

(Université Paris-Sud)



---

## *Remerciement*

Les travaux de recherche présentés dans ce mémoire de thèse ont été réalisés au LGEP (Laboratoire de Génie Electrique de Paris) au sein de l'équipe COCODI (Conception, Commande et Diagnostic) du département MOCOSEM (Modélisation et Contrôle de Systèmes Électromagnétiques). Cette thèse est le fruit de l'engagement de plusieurs personnes qui m'ont accompagné tout au long de ce parcours; c'est pourquoi je profite de cet espace pour leur exprimer toute ma considération.

Je remercie M. Gérard CHAMPENOIS, Professeur à l'Université de Poitiers, d'avoir accepté de présider le jury de ma thèse. Je remercie également M. Stéphane CAUX, Maître de conférences HDR à l'Inp de Toulouse et M. Michel HECQUET, Professeur à l'École Centrale de Lille, pour m'avoir fait l'honneur d'être les rapporteurs de ma thèse, et pour leur apports scientifiques en ayant enrichi ces travaux de leur remarques précieuses.

Je tiens aussi à remercier Mme Dorothée NORMAND CYROT, Directeur de recherche CNRS au LSS et M. Eric BLANC, Chef de projet à Valeo, pour avoir participé au jury de ma thèse.

Je remercie M. Frédéric BOUILLAULT, Professeur à l'Université Paris-Sud et directeur du LGEP, pour m'avoir accueilli au laboratoire.

Je remercie M. Claude MARCHAND, Professeur à l'Université Paris-Sud et responsable du département MOCOSEM, pour ses conseils pertinents et ses discussions scientifiques.

J'exprime ma profonde gratitude à mon directeur de thèse M. Mickael HILAIRET, Professeur à l'Université de Belfort et mon encadrant M. Guillaume KREBS, Maître de conférences à l'Université Paris-Sud, pour leur soutien durant ces trois années de thèse. Je les remercie aussi pour leur grande qualité humaine, leur confiance et leur patience sans lesquelles ces travaux n'auraient pas abouti. J'exprime aussi mes sincères remerciements à M. Xavier MININGER, Maître de conférences à l'Université Paris-Sud, pour m'avoir guidé, conseillé sur une partie de mes travaux de thèse.

Je remercie Mme Isabelle BACHET, Responsable du projet Compacité, qui a assisté à ma soutenance. Je remercie Eric BERTHELOT et Michel POLICE pour leurs conseils et apports techniques. Je remercie aussi Olivier HUBERT, administrateur du réseau informatique, toute l'équipe administrative pour l'aide apportée et je n'oublie pas mes collègues de l'équipe COCODI qui m'ont accompagné durant ces trois années. Je remercie enfin, et tendrement, mes parents, pour m'avoir suivi, encouragé et soutenu durant cette longue aventure.



# Table des matières

<b>Introduction</b>	<b>1</b>
Introduction générale . . . . .	2
<b>1 Technologies liées au véhicule électrique (VE)</b>	<b>4</b>
1.1 Historique et contexte du véhicule électrique . . . . .	5
1.2 Les enjeux du développement du véhicule électrique . . . . .	9
1.2.1 Les enjeux sur la production et la consommation d'énergie électrique . . . . .	9
1.2.2 Les enjeux sociaux économiques par rapport aux utilisateurs du VE . . . . .	10
1.2.3 Les enjeux techniques du développement du VE . . . . .	11
1.2.3.1 Le moteur du véhicule électrique . . . . .	11
1.2.3.2 Batterie du véhicule . . . . .	11
1.2.3.2.1 Les accumulateurs au plomb . . . . .	12
1.2.3.2.2 Les batteries nickel-fer . . . . .	13
1.2.3.2.3 Les batteries nickel-cadmium . . . . .	14
1.2.3.2.4 Les batteries lithium (Li) . . . . .	14
1.2.3.3 Compresseur pour climatisation . . . . .	15
1.2.3.3.1 Compresseur mécanique . . . . .	16
1.2.3.3.2 Compresseur hybride pour climatisation . . . . .	17
1.2.3.3.3 Compresseur électrique . . . . .	18
Références . . . . .	23
<b>2 Conception et dimensionnement d'une machine synchrone à aimants permanents</b>	<b>26</b>
2.1 Introduction . . . . .	29
2.2 Cahier des charges . . . . .	29
2.3 Topologies de machines . . . . .	30
2.3.1 Le bobinage distribué . . . . .	31
2.3.1.1 Bobinage distribué à pas diamétral . . . . .	32
2.3.1.2 Bobinage distribué à pas raccourci . . . . .	32
2.3.2 Le bobinage concentrique . . . . .	32
2.3.3 Machine synchrone . . . . .	33
2.3.3.1 Machine synchrone à flux radial . . . . .	33
2.3.3.1.1 Machine synchrone à aimants enterrés . . . . .	34
2.3.3.1.2 Machine synchrone à aimants disposés en surface . . . . .	35
2.3.3.2 Machine à flux axial . . . . .	36
2.3.3.3 Machine à flux transverse (MFT) . . . . .	37
2.3.4 Machine à réductance variable . . . . .	38

2.4	Bilan et choix d'une machine . . . . .	39
2.5	Matériaux pour les machines électriques . . . . .	41
2.5.1	Les aimants permanents . . . . .	41
2.5.2	Les matériaux ferromagnétiques . . . . .	42
2.6	Machines électriques pour le projet Compacité . . . . .	43
2.6.1	Machine Aichi . . . . .	44
2.6.2	Machine Phénix-i . . . . .	46
2.7	Machine LGEP . . . . .	48
2.7.1	Introduction . . . . .	48
2.7.2	Modèle semi-numérique 2D . . . . .	49
2.7.2.1	Modélisation par réseau de réluctances . . . . .	49
2.7.2.2	Strategie de prédimensionnement . . . . .	52
2.7.3	Modèle élément finis 2D . . . . .	55
2.7.3.1	Vérification du modèle semi-numérique . . . . .	55
2.7.3.2	Modélisation de la machine LGEP avec les dimensions finales . . . . .	58
2.7.3.3	Calcul du rendement . . . . .	60
2.7.3.4	Bilan sur les machines étudiées dans le projet Compacité . . . . .	64
2.7.4	Etude thermique 2D . . . . .	66
2.7.4.1	Transfert de chaleur par conduction . . . . .	66
2.7.4.2	Transfert de chaleur par convection . . . . .	67
2.7.4.3	Transfert de chaleur par rayonnement . . . . .	68
2.7.4.4	Modèle thermique utilisé . . . . .	68
2.7.5	Etude mécanique 2D . . . . .	71
2.7.5.1	Modélisation magnétique . . . . .	71
2.7.5.1.1	Equations de Maxwell . . . . .	71
2.7.5.1.2	Formulation du problème électromagnétique . . . . .	72
2.7.5.2	Modélisation mécanique . . . . .	77
2.7.5.2.1	Le module de Young $E$ . . . . .	78
2.7.5.2.2	Le coefficient de Poisson . . . . .	78
2.7.5.2.3	Modélisation mécanique/numérique par éléments finis . . . . .	80
2.7.5.2.4	Vérification de non rupture des matériaux . . . . .	82
2.7.5.2.5	Etude vibratoire . . . . .	82
2.8	Validation expérimentale . . . . .	88
2.8.1	Mesures à vide . . . . .	88
2.8.1.1	Couple à vide . . . . .	88
2.8.1.2	Flux à vide . . . . .	90
2.8.2	Mesures en charge . . . . .	91
2.9	Conclusion . . . . .	92
	Références . . . . .	93
<b>3</b>	<b>Commande de la machine synchrone à aimants permanents</b>	<b>100</b>
3.1	Introduction . . . . .	103
3.2	Modélisation du moteur synchrone à aimants permanents . . . . .	105
3.2.1	Equations électriques . . . . .	105
3.2.1.1	Equations électriques en triphasé . . . . .	105
3.2.1.2	Transformation de Clarke . . . . .	106
3.2.1.3	Transformation de Park . . . . .	108

---

3.2.2	Equations mécaniques . . . . .	109
3.2.3	Modèle d'état non-linéaire de la machine . . . . .	110
3.2.4	Modèle d'état linéaire de la MSAP . . . . .	110
3.3	Commande vectorielle de la machine . . . . .	111
3.3.1	Principe de la commande vectorielle . . . . .	111
3.3.2	Contrôle des courants et découplage des axes d-q . . . . .	112
3.4	Commande basée sur des régulateurs RST . . . . .	113
3.4.1	Régulateur RST classique . . . . .	113
3.4.1.1	Dimensionnement du correcteur . . . . .	113
3.4.1.2	Application à la MSAP . . . . .	116
3.4.1.3	Résultats de simulation et d'expérimentation . . . . .	116
3.4.1.3.1	Simulation : test sain [0 – 2500] tr/min . . . . .	117
3.4.1.3.2	Simulation : test de robustesse [0 – 2500] tr/min . . . . .	118
3.4.1.3.3	Expérimentation : test sain [0 – 2500] tr/min . . . . .	118
3.4.1.3.4	Expérimentation : test de robustesse [0 – 2500] tr/min . . . . .	118
3.4.1.3.5	Simulation : test sain [3000 – 7000] tr/min . . . . .	119
3.4.1.3.6	Analyse . . . . .	119
3.4.2	Régulateur RST pour une consigne polynomiale . . . . .	120
3.4.2.1	Dimensionnement du correcteur . . . . .	121
3.4.2.2	Résultats de simulation et d'expérimentation . . . . .	123
3.4.2.2.1	Simulation : test sain [0 – 2500] tr/min . . . . .	123
3.4.2.2.2	Simulation : test de robustesse [0 – 2500] tr/min . . . . .	123
3.4.2.2.3	Expérimentation : test sain [0 – 2500] tr/min . . . . .	124
3.4.2.2.4	Expérimentation : test de robustesse [0 – 2500] tr/min . . . . .	124
3.4.2.2.5	Simulation : test sain [3000 – 7000] tr/min . . . . .	125
3.4.2.2.6	Analyses . . . . .	126
3.5	Commande basée sur la passivité . . . . .	127
3.5.1	Introduction . . . . .	127
3.5.2	Equations d'Euler-Lagrange . . . . .	129
3.5.3	Système Hamiltonien Commandé par Port . . . . .	130
3.5.4	Méthodologie d'Assignment d'Interconnexion et d'Amortissement IDA-PBC . . . . .	131
3.5.5	Commande basée sur l'IDA-PBC pour le contrôle de la MSAP . . . . .	133
3.5.5.1	Modèle PCH de la MSAP . . . . .	133
3.5.5.2	Contrôleur IDA-PBC . . . . .	134
3.5.5.3	Réglage de la commande . . . . .	136
3.5.5.4	Estimation du couple de charge . . . . .	136
3.5.5.5	Résultats de simulation et d'expérimentation . . . . .	137
3.5.5.5.1	Simulation : test sain [0 – 2500] tr/min . . . . .	137
3.5.5.5.2	Simulation : test de robustesse [0 – 2500] tr/min . . . . .	137
3.5.5.5.3	Expérimentation : test sain [0 – 2500] tr/min . . . . .	138
3.5.5.5.4	Expérimentation : test de robustesse [0 – 2500] tr/min . . . . .	138
3.5.5.5.5	Test pour une période d'échantillonnage de 300 $\mu$ s . . . . .	138
3.5.6	Commande IDA-PBC échantillonnée . . . . .	139
3.5.6.1	Introduction . . . . .	139
3.5.6.2	Application à un système simple . . . . .	141
3.5.6.3	Application à la MSAP . . . . .	142

---

3.5.6.4	Résultats de simulation et d'expérimentation . . . . .	143
3.5.6.4.1	Simulation : test sain [0 – 2500] tr/min à $T_e = 300 \mu s$ .	143
3.5.6.4.2	Simulation : test de robustesse [0 – 2500] tr/min à $T_e = 300 \mu s$ . . . . .	143
3.5.6.4.3	Expérimentation : test sain [0 – 2500] tr/min à $T_e = 300 \mu s$ . . . . .	144
3.5.6.4.4	Expérimentation : test de robustesse [0 – 2500] tr/min à $T_e = 300 \mu s$ . . . . .	145
3.5.6.4.5	Simulation : test de robustesse [0 – 2500] tr/min à $T_e = 500 \mu s$ . . . . .	145
3.5.6.4.6	Expérimentation : test de robustesses [0 – 2500] /tr/min à $T_e = 500 \mu s$ . . . . .	146
3.5.6.4.7	Analyse du coût algorithmique . . . . .	147
3.6	Conclusion . . . . .	147
	Références . . . . .	148
<b>4</b>	<b>Commande sans capteur mécanique de la machine synchrone à aimants permanents</b>	<b>154</b>
4.1	Introduction . . . . .	156
4.2	Etat de l'art des observateurs . . . . .	156
4.3	Synthèse d'un observateur adaptatif . . . . .	159
4.3.1	Modélisation de la MSAP en vue de la commande sans capteur mécanique	159
4.3.2	Estimation des composantes de la f.e.m dans le repère $\alpha, \beta$ . . . . .	160
4.3.3	Observateur adaptatif . . . . .	161
4.3.4	Estimation de la position . . . . .	162
4.3.5	Mise en oeuvre en temps-réel . . . . .	163
4.3.6	Résultats de simulation . . . . .	165
4.3.6.1	Simulation : test sain : [0 – 400 – 2500] tr/min . . . . .	166
4.3.6.2	Simulation : test de robustesse : [0 – 400 – 2500] tr/min . . . . .	166
4.3.6.3	Fonctionnement à haute vitesse : [0 – 3000 – 7000] tr/min . . . . .	167
4.4	Synthèse d'un observateur adaptatif étendu . . . . .	168
4.4.1	Observateur de perturbation augmenté . . . . .	168
4.4.2	Résultats de simulations . . . . .	170
4.4.2.1	Simulation : test sain : [0 – 400 – 2500] tr/min . . . . .	170
4.4.2.2	Simulation : test de robustesse : [0 – 400 – 2500] tr/min . . . . .	170
4.4.3	Résultats expérimentaux . . . . .	171
4.4.3.1	Expérimentation : test sain [0 – 400 – 2500] tr/min . . . . .	171
4.4.3.2	Expérimentation : test de robustesse : [0 – 400 – 2500] tr/min . . . . .	172
4.4.4	Simulation : test haute vitesse : [3000 – 7000] tr/min . . . . .	172
4.5	Conclusion . . . . .	174
	Références . . . . .	175
	Conclusions générales . . . . .	180
	<b>Conclusion générale</b>	<b>179</b>

<b>A Banc d'essai</b>	<b>184</b>
A.1 Introduction . . . . .	185
A.2 Les composants du banc . . . . .	186
A.2.1 Moteur synchrone à aimants permanent . . . . .	186
A.2.2 Le convertisseur de puissance . . . . .	186
A.2.3 Capteurs . . . . .	188
A.3 Caractéristique de la machine à aimants enterrés . . . . .	189
<b>B Compensation du couple de crantage</b>	<b>192</b>
B.1 Stratégie de compensation de couple . . . . .	193



# Table des figures

1.1	Carriole électrique [MES07]	5
1.2	Premier véhicule électrique[MES07]	5
1.3	Véhicule électrique (La jamais contente) [MES07]	6
1.4	Découvertes et productions pétrolières [SYR11]	7
1.5	Configuration Plug-in Hybrid [CHA11]	7
1.6	Évolution de la chaine de traction automobile [MES07]	8
1.7	Véhicule électrique (Renault)	8
1.8	Consommation d'électricité pendant l'année 2008	10
1.9	Comparaison du coût du carburant du VE/VTh [SYR11]	10
1.10	Moteur-roue fabriqué par Michelin [CHA]	11
1.11	Le véhicule électrique EV1 et les accumulateurs au plomb utilisés par General Motors	13
1.12	Véhicules électriques équipés de batteries nickel-fer	13
1.13	Type de compresseurs à piston	17
1.14	Compresseur à scroll	17
1.15	Comparaison entre le compresseur hybride et mécanique	18
1.16	Compresseur Electrique [VAL]	18
1.17	Domaine d'application du compresseur électrique [VAL]	19
1.18	Évolution du marché des compresseurs [VAL]	19
1.19	Compresseur Denso et son électronique intégrée	20
1.20	Structure du compresseur issu du projet Compacité	22
2.1	Types de machines	31
2.2	Topologies de machines suivant la circulation des flux	31
2.3	Bobinage à pas diamétral pour $q = 1$ et $q = 2$ et une paire de pôles $p = 1$ [MAN12]	32
2.4	Bobinage à pas raccourci [MAN12]	32
2.5	Bobinage concentrique [MAN12]	33
2.6	Stator à bobine sur dent [SES11]	34
2.7	Machines synchrones à aimants enterrés	35
2.8	Disposition des aimants en surface	36
2.9	Type de machines à flux axial	37
2.10	Machine à flux transverse [KAS02]	38
2.11	Rotor de machine à réluctance variable	39
2.12	Caractéristique $B(H)$ des tôles en acier au silicium	43
2.13	Machine Aichi	44
2.14	Caractéristiques magnétique et ferromagnétique de la machine Aichi	45
2.15	Caractéristiques à vide de la machine Aichi à 6000 tr/min	45
2.16	Caractéristiques en charge de la machine Aichi à 6000 tr/min	45

2.17	Machine Phénix-i . . . . .	46
2.18	Induction à vide et caractéristique ferromagnétique de la machine Phénix-i . . . . .	46
2.19	Caractéristiques de la machine à vide à 6000 tr/min . . . . .	47
2.20	Caractéristiques de la machine en charge à 6000 tr/min . . . . .	47
2.21	Machine LGEP . . . . .	48
2.22	Paramètres et modèle semi-numérique de la machine . . . . .	49
2.23	Répartition des fuites à différents instants et de positions mécaniques . . . . .	51
2.24	Diagramme de la stratégie de dimensionnement . . . . .	53
2.25	Point optimal pour un fonctionnement à 6000 tr/min . . . . .	54
2.26	Point optimal pour un fonctionnement à 10000 tr/min . . . . .	54
2.27	Exemples de géométries automatiquement générées . . . . .	56
2.28	Choix du point optimal sur base d'un modèle numérique pour un fonctionnement à 6000 tr/min . . . . .	57
2.29	Masses des différents matériaux composant la machine . . . . .	57
2.30	Choix du point optimal en utilisant un modèle numérique pour un fonctionnement à 10000 tr/min . . . . .	58
2.31	Machine LGEP dimensionnée à l'aide des éléments finis . . . . .	59
2.32	Caractéristiques de la machine finale LGEP à vide . . . . .	60
2.33	Caractéristiques de la machine en charge à 6000 tr/min . . . . .	60
2.34	Caractéristiques de la machine en charge à 10000 tr/min . . . . .	61
2.35	Stratégie de mouvement à maillage fixe dans le logiciel FEMM . . . . .	62
2.36	Densité de pertes fer ( $W/m^3$ ) à 6000 tr/min . . . . .	63
2.37	Densité de pertes fer ( $W/m^3$ ) à 10000 tr/min . . . . .	63
2.38	Pertes par effet Joule dans les bobines de la machine LGEP . . . . .	64
2.39	Rendement de la machine LGEP en fonction de la vitesse . . . . .	64
2.40	Illustration de l'homogénéisation . . . . .	69
2.41	Géométrie modélisée . . . . .	70
2.42	Distribution de la température en degrés . . . . .	70
2.43	Carte de densité de flux de chaleur . . . . .	71
2.44	Conditions aux limites . . . . .	74
2.45	Élément de référence . . . . .	75
2.46	Illustration de la méthode du pas bloqué . . . . .	77
2.47	Zone du maillage reconstruit . . . . .	77
2.48	Modélisation magnétique . . . . .	77
2.49	Déformation d'un matériau . . . . .	78
2.50	Niveaux de contraintes dues aux forces centrifuges à 10000 tr/min . . . . .	82
2.51	Mode propres et déformées associées . . . . .	84
2.52	Représentation de la distribution des forces nodales . . . . .	85
2.53	Représentation d'une force nodale en charge . . . . .	85
2.54	Représentation de l'harmonique 2 des forces nodales . . . . .	86
2.55	Représentation de l'harmonique 4 des forces nodales . . . . .	86
2.56	Déformées associées à l'analyse harmonique . . . . .	87
2.57	Accélération et déplacement d'un noeud externe du stator au dessus d'une dent . . . . .	87
2.58	Prototype de la machine LGEP . . . . .	88
2.59	Espace $\Delta$ entre chaque aimant . . . . .	89
2.60	Identification des espaces erronés entre les aimants . . . . .	89
2.61	Comparaison entre le flux capté mesuré et le flux capté calculé . . . . .	90

2.62	Comparaisons entre le couple mesuré et le couple calculé . . . . .	90
2.63	Décomposition en série de Fourier des flux captés mesuré et calculé . . . . .	91
2.64	Comparaison de la fonction $c=f(I)$ . . . . .	91
3.1	Représentation de la machine dans le référentiel triphasé $(a, b, c)$ . . . . .	106
3.2	Machine dans le repère de Clarke. . . . .	107
3.3	Machine dans le repère de Park. . . . .	108
3.4	Structure de commande vectorielle. . . . .	112
3.5	Structure du correcteur RST . . . . .	113
3.6	La structure du correcteur RST avec anti-windup . . . . .	115
3.7	Courbe expérimentale du couple de charge en fonction de la vitesse . . . . .	117
3.8	Résultats de la commande FOC avec un régulateurs RST classique dans un cas sain pour un démarrage de $[0 - 2500]$ tr/min. . . . .	117
3.9	Résultats de la commande FOC avec un régulateur RST classique avec un test de robustesse pour un démarrage de $[0 - 2500]$ tr/min. . . . .	118
3.10	Résultats expérimentaux de la commande FOC avec un régulateur RST pour un démarrage de $[0 - 2500]$ tr/min. . . . .	119
3.11	Résultats de la commande FOC avec un régulateur RST classique avec un test de robustesse pour un démarrage de $[0 - 2500]$ tr/min. . . . .	119
3.12	Résultats de la commande FOC avec un régulateur RST classique à haute vitesse $[3000 - 7000]$ tr/min. . . . .	120
3.13	Résultats de la commande FOC avec un régulateur RST conçu pour une consigne variante dans le cas sain pour un démarrage de $[0 - 2500]$ tr/min. . . . .	123
3.14	Résultats de la commande FOC avec un régulateur RST conçu pour une consigne variante avec un test de robustesse pour un démarrage de $[0 - 2500]$ tr/min. . . . .	124
3.15	Résultats expérimentaux de la commande FOC avec un régulateur RST pour une consigne variante pour un démarrage de $[0 - 2500]$ tr/min. . . . .	124
3.16	Résultats expérimentaux de la commande FOC avec un régulateur RST pour une consigne variante avec un test de robustesse pour un démarrage de $[0 - 2500]$ tr/min. . . . .	125
3.17	Résultats de la commande FOC avec un régulateur RST conçu pour une consigne variante à haute vitesse $[3000 - 7000]$ tr/min. . . . .	125
3.18	Gain en boucle fermée. . . . .	126
3.19	Représentation du courant de l'axe q à $T_e = 300 \mu s$ du régulateur RST classique et du RST pour une consigne polynomiale. . . . .	127
3.20	Résultats de la commande FOC avec un régulateur IDA-PBC émulée pour une rampe de vitesse de $[0 - 2500]$ tr/min. . . . .	138
3.21	Résultats de la commande FOC avec un régulateur IDA-PBC émulée pour une rampe de vitesse de $[0 - 2500]$ tr/min. . . . .	138
3.22	Résultats de la commande FOC en expérimentation avec un régulateur IDA-PBC émulée pour une rampe de vitesse de $[0 - 2500]$ tr/min. . . . .	139
3.23	Résultats de la commande FOC en expérimentation avec un régulateur IDA-PBC émulée pour une rampe de vitesse de $[0 - 2500]$ tr/min. . . . .	139
3.24	Résultats de la commande FOC avec un régulateur IDA-PBC émulée à une période d'échantillonnage de $300 \mu s$ . . . . .	140
3.25	Représentation des courants - $T_e = 100 \mu s, r_1 = 0.65, r_2 = 0.65, N = 1$ . . . . .	142
3.26	Représentation des courants - $T_e = 100 \mu s, r_1 = 0.65, r_2 = 0.65, N = 1$ a 4 . . . . .	142

3.27	Résultats de la commande FOC avec un régulateur IDA-PBC échantillonnée pour une rampe de vitesse de $[0 - 2500]$ tr/min. . . . .	144
3.28	Résultats de la commande FOC avec un régulateur IDA-PBC échantillonnée pour une rampe de vitesse de $[0 - 2500]$ tr/min. . . . .	144
3.29	Résultats d'expérimentation de la commande FOC avec un régulateur IDA-PBC échantillonnée pour une rampe de vitesse de $[0 - 2500]$ tr/min. . . . .	145
3.30	Résultats d'expérimentation de la commande FOC avec un régulateur IDA-PBC échantillonnée pour une rampe de vitesse de $[0 - 2500]$ tr/min. . . . .	145
3.31	Résultats de la commande FOC avec un régulateur IDA-PBC échantillonnée pour une rampe de vitesse de $[0 - 2500]$ tr/min. . . . .	146
3.32	Résultats d'expérimentation de la commande FOC avec un régulateur IDA-PBC échantillonnée pour une rampe de vitesse de $[0 - 2500]$ tr/min à $Te = 500 \mu s$ . . .	146
4.1	Structure de l'observateur adaptatif . . . . .	161
4.2	Algorithme de compensation de la position estimée. . . . .	163
4.3	Evolution du gain $K_i$ en fonction de la valeur absolue de la vitesse. . . . .	164
4.4	Stratégie de commande sans capteur mécanique. . . . .	165
4.5	Définition de la trajectoire de vitesse. . . . .	165
4.6	Résultats de simulation de la commande vectorielle sans capteur mécanique pour une rampe de vitesse $[0 - 400 - 2500]$ tr/min. . . . .	166
4.7	Résultats de simulation de la commande vectorielle sans capteur mécanique pour une rampe de vitesse $[0 - 400 - 2500]$ tr/min. . . . .	167
4.8	Estimation à hautes vitesses. . . . .	168
4.9	Fems estimées et mesurées. . . . .	168
4.10	Résultats de simulation de la commande vectorielle sans capteur mécanique pour une rampe de vitesse $[0 - 400 - 2500]$ tr/min. . . . .	170
4.11	Résultats de simulation de la commande vectorielle sans capteur mécanique pour une rampe de vitesse $[0 - 400 - 2500]$ tr/min. . . . .	171
4.12	Résultats d'expérimentation de la commande vectorielle sans capteur mécanique pour une trajectoire de vitesse $[0 - 400 - 2500]$ tr/min. . . . .	172
4.13	Résultats d'expérimentation de la commande vectorielle sans capteur mécanique pour une trajectoire de vitesse $[0 - 400 - 2500]$ tr/min. . . . .	173
4.14	Résultats de simulation de la commande vectorielle sans capteur mécanique pour une rampe de vitesse $[3000 - 7000]$ tr/min. . . . .	173
A.1	Banc de test du projet Compacité du LGEP . . . . .	185
A.2	Shéma du banc expérimental . . . . .	185
A.3	Convertisseur de puissance . . . . .	187
A.4	Driver du fabricant <b>Concept</b> . . . . .	187
A.5	Le signal PWM et le courant mesuré . . . . .	187
A.6	Schéma de principe du capteur de courant . . . . .	188
A.7	Capteur de position . . . . .	189
A.8	Conditionneur de mesure . . . . .	189
A.9	Représentation des inductances statoriques. . . . .	190
B.1	Stratégie de commande pour compensation des ondulations de couple . . . . .	193
B.2	Résultats d'expérimentation de la stratégie de compensation pour un point de fonctionnement $[100 - 200]$ tr/min. . . . .	194

---

B.3	Résultats d'expérimentation de la stratégie de compensation pour un point de fonctionnement [300 – 400] tr/min. . . . .	195
B.4	Courbe de Couple . . . . .	195



# Liste des tableaux

2.1	Cahier des charges . . . . .	30
2.2	Bilan sur les machines de l'étude bibliographique . . . . .	40
2.3	Caractéristiques d'aimants permanents . . . . .	42
2.4	Caractéristiques d'un aimant NdFeB (N38H) . . . . .	43
2.5	Dimensions principales de la machine LGEP avec modèle analytique . . . . .	55
2.6	Les principales dimensions de la machine LGEP . . . . .	58
2.7	Caractéristiques électriques de la machine LGEP . . . . .	65
2.8	Caractéristiques électriques de la machine Aichi . . . . .	65
2.9	Caractéristiques électriques de la machine Phénix-i . . . . .	66
2.10	Comparaison du couple en charge . . . . .	91
3.1	Complexité algorithmique (Régulateurs RST) . . . . .	147
3.2	Complexité algorithmique (Commande IDA-PBC) . . . . .	147
4.1	Paramètres de réglage de l'observateur adaptatif. . . . .	164
4.2	Paramètres de réglage de l'observateur adaptatif. . . . .	170
A.1	Paramètres de la MSAP à aimants enterrés . . . . .	190



## Introduction générale

Depuis une dizaine d'années, les constructeurs automobiles travaillent au développement et l'amélioration de technologies liées aux véhicules hybrides ou totalement électriques. Les objectifs étant d'engager une rupture forte vers les véhicules décarbonnés, de faire en sorte que ces moyens de transport contribuent à la réduction des gaz à effet de serre et dans une moindre mesure de redynamiser le secteur automobile en Europe.

Ces véhicules avaient depuis longtemps suscité l'intérêt des constructeurs pour les avantages qu'ils pouvaient offrir en termes de coût d'utilisation et des émissions réduites de  $CO_2$ . Ces derniers ont été confrontés par le passé à de nombreux problèmes comme les faibles capacités de stockage et les coûts élevés de fabrication. Avec les progrès de l'électronique de puissance, l'utilisation des terres rares pour les machines électriques et l'amélioration des batteries, les véhicules hybrides (et/ou) électriques ont donc récemment retrouvé un regain d'intérêt.

Le passage vers ces technologies se traduit par l'électrification de certains organes du véhicule à combustion. Le meilleur exemple est celui de la traction, où l'intégration de moteurs électriques à fort couple massique associés à des convertisseurs de puissance et à des calculateurs performants permettent d'aboutir à des véhicules avec un bon rendement et une moindre consommation d'énergie. Ces chaînes de conversion électromécanique doivent donc être dimensionnées pour perdre le moins d'énergie possible tout en ayant une masse réduite.

Dans cette optique, le pôle de compétitivité Mov'eo a lancé plusieurs projets qui visent à réduire les émissions de  $CO_2$  dont le projet Compacité. Les objectifs du projet Compacité ont trait au développements de solutions innovantes permettant d'aboutir à l'électronique de pilotage d'un compresseur électrique avec son moteur et la mécanique associée. Le tout doit s'intégrer dans le système de gestion thermique dédié aux véhicules électriques. Le Laboratoire de Génie Electrique de Paris compte parmi les partenaires du projet, il est en charge de réaliser le dimensionnement d'une machine électrique compacte qui doit être intégrée dans le compresseur et la réalisation d'un algorithme de commande sans capteur mécanique de cette machine. Les problématiques des travaux présentés dans ce mémoire ont trait notamment à l'obtention d'une machine à faible encombrement, à ondulations de couple réduites et tout en ayant de bonnes performances. Il en est de même pour la commande de cette machine qui doit se faire sans capteur mécanique, à faible coût algorithmique et qui doit être robuste vis-à-vis de la variation de certains paramètres.

---

Le premier chapitre est dédié à un bref historique sur l'évolution du véhicule électrique et sur les enjeux techniques, à savoir les moteurs électriques, les batteries et une attention particulière est accordée aux compresseurs.

Le deuxième chapitre traite tout d'abord de l'état de l'art des différentes machines électriques qui sont susceptibles de répondre au cahier des charges fixé en amont par l'entreprise Valeo. Ensuite, une démarche de dimensionnement est présentée suivie d'une étude multiphysique (thermique, mécanique). Un prototype est ensuite présenté et les résultats expérimentaux comparés au modèle de dimensionnement.

Dans le troisième chapitre, un état de l'art est fait sur les différentes stratégies et lois de commandes avec capteur mécanique qui peuvent convenir au pilotage du moteur dans le compresseur. De ce fait, quatre lois de commandes sont traitées et comparées. Les deux premières commandes (RST) sont couramment utilisées dans l'industrie, et les deux dernières sont des commandes passives. Ces lois de commande sont comparées du point de vue de la robustesse par rapport aux variations paramétriques, mais aussi par rapport au coût algorithmique. Une validation sur banc de test de chacune des lois de commande est faite.

De même que les précédents chapitres, le quatrième chapitre est introduit par une recherche bibliographique sur les différents observateurs qui sont utilisés pour le pilotage sans capteur mécanique des machines synchrones à aimants permanents. Par la suite, un observateur fondé sur l'estimation des fem est mis en œuvre pour le pilotage de la faible à la haute vitesse. Des tests de robustesse vis-à-vis des variations paramétriques sont étudiés. Nous terminons par une validation expérimentale.

# Chapitre 1

## Technologies liées au véhicule électrique (VE)

### Sommaire

---

<b>1.1</b>	<b>Historique et contexte du véhicule électrique . . . . .</b>	<b>5</b>
<b>1.2</b>	<b>Les enjeux du développement du véhicule électrique . . . . .</b>	<b>9</b>
1.2.1	Les enjeux sur la production et la consommation d'énergie électrique . . .	9
1.2.2	Les enjeux sociaux économiques par rapport aux utilisateurs du VE . . .	10
1.2.3	Les enjeux techniques du développement du VE . . . . .	11
1.2.3.1	Le moteur du véhicule électrique . . . . .	11
1.2.3.2	Batterie du véhicule . . . . .	11
1.2.3.2.1	Les accumulateurs au plomb . . . . .	12
1.2.3.2.2	Les batteries nickel-fer . . . . .	13
1.2.3.2.3	Les batteries nickel-cadmium . . . . .	14
1.2.3.2.4	Les batteries lithium (Li) . . . . .	14
1.2.3.3	Compresseur pour climatisation . . . . .	15
1.2.3.3.1	Compresseur mécanique . . . . .	16
1.2.3.3.2	Compresseur hybride pour climatisation . . . . .	17
1.2.3.3.3	Compresseur électrique . . . . .	18
	<b>Références . . . . .</b>	<b>23</b>

---

## 1.1 Historique et contexte du véhicule électrique

Le véhicule électrique est une ancienne invention, les premiers prototypes datent des années 1830 (1832 – 1839), fabriqués en particulier par l'Écossais Robert Anderson. Il a construit ce que l'on peut appeler une carriole électrique (cf. figure 1.1).



Figure 1.1 – Carriole électrique [MES07]

Vers l'année 1838, Robert Davidson construit une locomotive électrique qui peut rouler à 6 km/h. Les deux inventions citées précédemment n'utilisaient pas de batteries rechargeables. Il a fallu attendre 1891 pour voir sortir un véhicule électrique (construit par l'Américain William Morrison). Dans la figure 1.2 on peut voir ce premier véhicule.



Figure 1.2 – Premier véhicule électrique[MES07]

En 1899 un dénommé Camille Jenatzy construit "La Jamais Contente", premier véhicule à dépasser les 100 km/h (cf. figure 1.3).

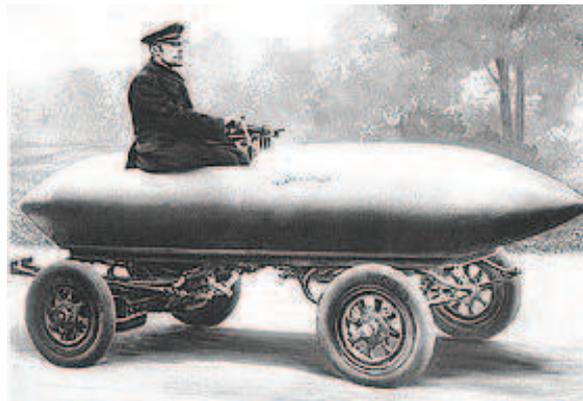


Figure 1.3 – Véhicule électrique (La jamais contente) [MES07]

En 1920, avec le développement des véhicules à combustion interne, le véhicule électrique a connu une baisse de popularité à cause de sa faible autonomie, d'une meilleure disponibilité des carburants fossiles et enfin à cause de son coût élevé par rapport aux autres véhicules à combustion.

Depuis un demi-siècle, le nombre des véhicules thermiques a connu un énorme succès. Ce succès est dû en grande partie à son autonomie. Néanmoins, ce véhicule possède beaucoup de défauts comme l'émission de gaz polluants (oxyde d'azote notamment) et à effet de serre. Un autre défaut des véhicules à combustion interne réside dans l'utilisation des ressources pétrolifères. Le ratio des réserves de ressources sur la consommation annuelle était de 30 ans vers la fin des années 1970. Il dépasse maintenant les 40 ans. Cette augmentation est due à l'amélioration des taux de récupération et à la découverte de nouveaux gisements. Néanmoins, la consommation croissante va induire une insuffisance de ces ressources et donc une hausse du prix du baril comme en 11 juin 2008 où il a atteint le prix de 148 dollars. Pour illustrer ces propos, la figure suivante donne un aperçu des découvertes de gisement et de la production sur les quarante dernières années.

Afin de résoudre ces problèmes, des alternatives sont possibles et d'autres sont envisagées. La première d'entre elles est le véhicule hybride (V-H) qui comble pour l'instant les faiblesses du véhicule électrique (principalement l'autonomie). Le tout premier véhicule hybride provient de la Belgique et fut présenté au salon de Paris en 1899 sous le nom de Pieper c'était également la première voiture qui utilisait le principe du freinage récupératif, ainsi qu'un démarreur électrique. Le premier véhicule fabriqué en série est la Toyota Prius sortie en 1997 [MES07]. Toyota est le premier constructeur automobile ayant commercialisé une technologie hybride en dehors

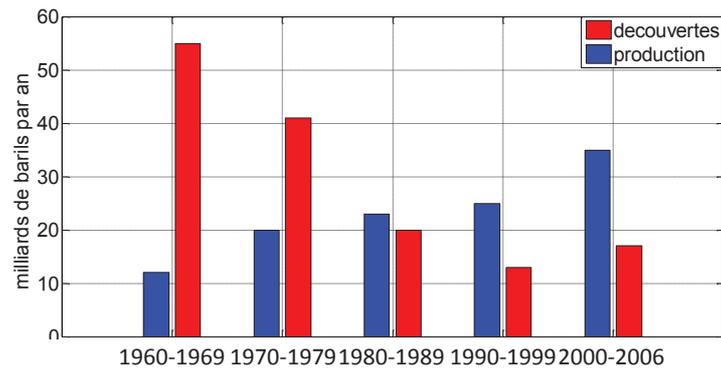


Figure 1.4 – Découvertes et productions pétrolières [SYR11]

du Japon [MES07]. La chaîne de traction du véhicule hybride peut avoir deux configurations :

- Série où le moteur thermique génère l'électricité nécessaire au fonctionnement du moteur électrique et au rechargement de la batterie,
- Parallèle : les moteurs thermiques et électrique fonctionnent en même temps et contribuent à la propulsion de la voiture,

De plus, une classification courante stipule quatre niveaux d'hybridation :

- Micro hybride
- Mild hybride
- Full hybride
- Plug-in hybrid

La dernière configuration dite Plug-in hybrid se situe entre le full hybride (série, parallèle) et le véhicule entièrement électrifié où la batterie est rechargée directement et pour les longues durées. La figure 1.5 présente cette configuration qui est adoptée par Toyota et qui a été présentée lors du sommet SIA 2011.

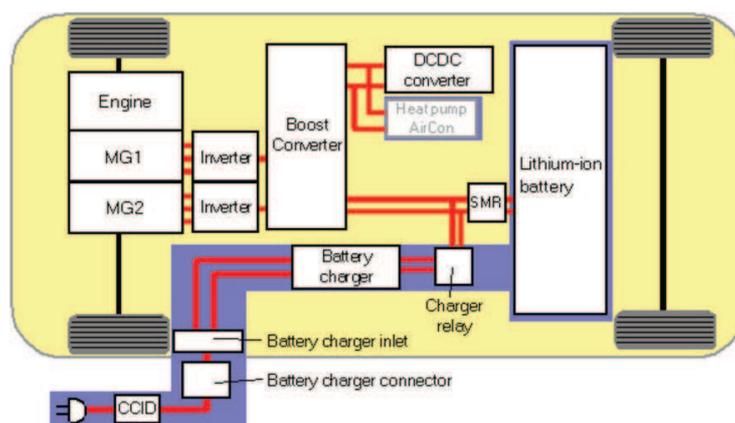


Figure 1.5 – Configuration Plug-in Hybrid [CHA11]

## 1. Technologies liées au véhicule électrique (VE)

---

On a pu observer ces dernières années de nombreuses améliorations apportées aux véhicules thermiques en termes de consommation (injection) ou de pollution (pots catalytiques). Bien que ces changements aient été appliqués aux véhicules hybrides, ces derniers ont une part électrique de plus en plus importante. Il est clair qu'actuellement, il y a une tendance logique vers une électrification complète de toute la chaîne de traction. Dans cette évolution, la structure sera rendu plus simple par l'utilisation d'une seule motorisation électrique, qui permettra une forte réduction de la pollution (émission de gaz à effet de serre). Cette évolution est illustrée par la figure 1.6.

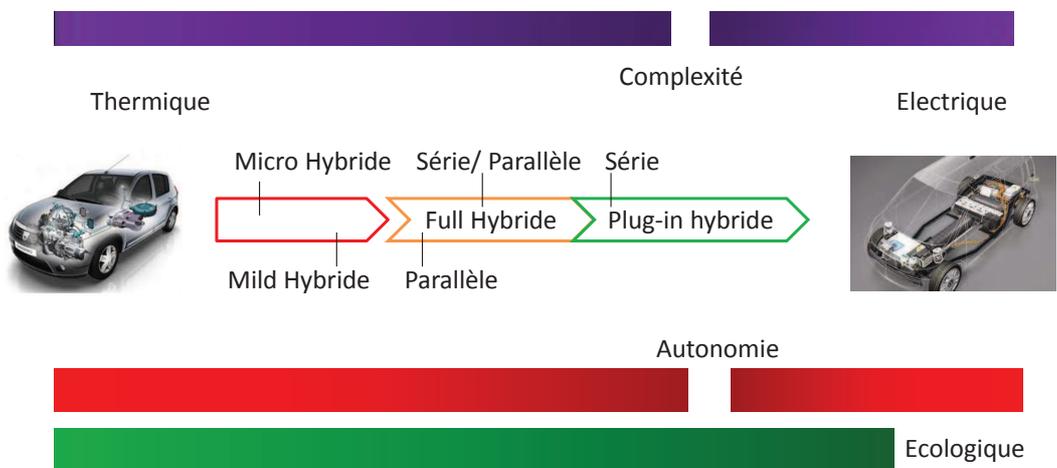


Figure 1.6 – Évolution de la chaîne de traction automobile [MES07]

Les développements techniques liés aux V-H ont permis au véhicule totalement électrique de refaire surface. Par exemple en 2012, le constructeur Renault a commercialisé un véhicule électrique du nom de "Zoé" (cf. figure 1.7).



Figure 1.7 – Véhicule électrique (Renault)

Ce véhicule développe 88 ch (chevaux) et affiche une autonomie de 210 km sur le cycle de conduite NEDC "New European Driving Cycle" qui est censé reproduire la diversité du réseau

routier européen [REN12]. En réalité, les conditions climatiques vont réduire cette autonomie.

En hiver, lorsqu'il fait froid l'autonomie peut descendre jusqu'à 100 km et 150 km en été lorsqu'il fait chaud. Néanmoins, des recherches sont en cours pour faire évoluer la technologie des véhicules électriques. Dans cette optique, plusieurs enjeux sont présentés ci-après.

## 1.2 Les enjeux du développement du véhicule électrique

Les enjeux du développement du véhicule électrique peuvent être énumérés selon les points suivants : économiques, techniques, écologiques et énergétiques.

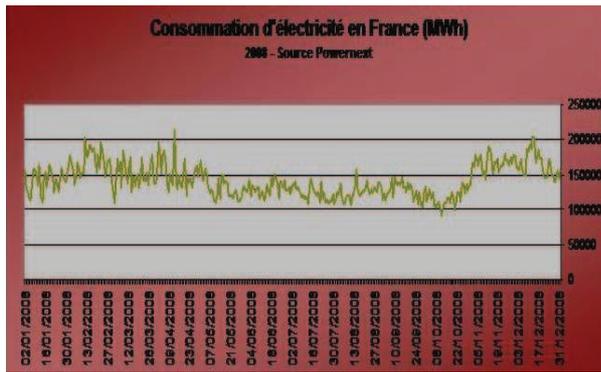
- Des enjeux sur la production et la consommation d'énergie électrique du VE. Par exemple, prendre en compte l'énergie nécessaire pour l'alimentation du VE afin de prévoir ses besoins en hiver ou en été,
- Les utilisateurs du VE (la distance parcourue quotidiennement et le coût du VE),
- Des enjeux techniques pour le développement du VE passent actuellement par l'étude et l'amélioration de différents organes comme : le moteur de traction, les batteries, l'utilisation des énergies renouvelables, la disponibilité des infrastructures de recharge et l'intégration de l'électronique de puissance.

Ces enjeux sont abordés dans les sous-sections qui suivent.

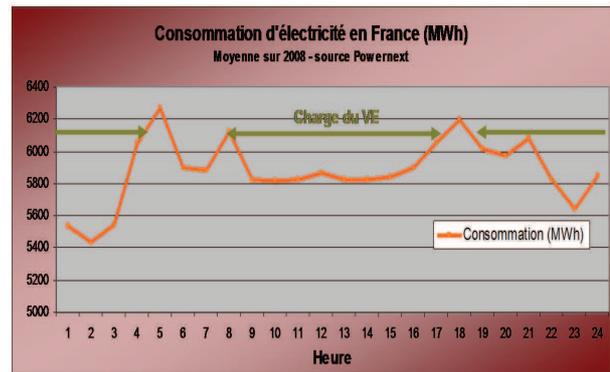
### 1.2.1 Les enjeux sur la production et la consommation d'énergie électrique

Dans cette thématique, il faut prévoir l'utilisation des VE afin de quantifier les besoins nécessaires en production d'énergie. La demande de l'énergie électrique varie fortement avec la température, avec l'activité économique et dépend de la période de l'année. La consommation de cette énergie n'est donc pas régulière et la production doit s'adapter à cette irrégularité. Or, on ne sait pas actuellement stocker l'électricité à très grande échelle. La consommation d'électricité durant l'année est donnée sur la figure 1.8. Il est donc indispensable que le parc de production de l'électricité soit dimensionné pour répondre à la demande lorsque celle-ci est plus importante. Le VE est utilisé principalement pour couvrir des trajets domicile-travail, cette technologie pourrait aider à lisser la courbe de consommation de l'énergie électrique. Lorsqu'il est au domicile la nuit lors de sa recharge, il peut aider à utiliser les surplus de production. Durant la journée, au travail par exemple, le VE pourrait combler les creux de production.

## 1. Technologies liées au véhicule électrique (VE)



(a) La consommation de l'électricité en hiver et en été [CHA]



(b) La consommation de l'électricité pendant le jour et la nuit [CHA]

Figure 1.8 – Consommation d'électricité pendant l'année 2008

### 1.2.2 Les enjeux sociaux économiques par rapport aux utilisateurs du VE

Les personnes qui achètent ou cherchent à acquérir un VE souhaite conduire un véhicule roulant à faible coût et performant. Cependant, les VE possèdent des particularités à accepter :

- les VE ont une autonomie limitée (cité précédemment),
- les VE ont encore des coûts d'achat relativement élevés principalement en raison de la batterie électrique. Cependant, le coût d'usage du véhicule électrique est attractif. Il y a peu d'entretien et le plein d'un véhicule électrique revient à environ moins cher ( voir 2 euros).

Ces points jouent directement sur le marché du véhicule électrique. Les conducteurs réalisant un total kilométrique annuel important compenseront le coût des batteries par le coût de recharge du VE. Nous montrons dans la figure 1.9 la comparaison du coût de l'électricité pour un VE et le carburant pour un véhicule thermique (VTh) dans quelques pays.

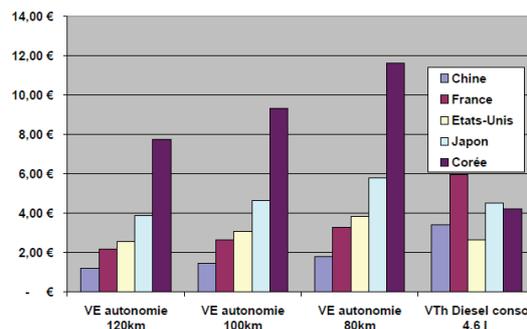


Figure 1.9 – Comparaison du coût du carburant du VE/VTh [SYR11]

### 1.2.3 Les enjeux techniques du développement du VE

#### 1.2.3.1 Le moteur du véhicule électrique

Aujourd'hui le poids, l'encombrement et le rendement sont considérés pour améliorer les performances du véhicule électrique. La plupart des moteurs proposés pour une application de traction électrique sont de type machine synchrone à aimants permanents. L'intérêt qui est porté pour ce genre de machine vient de leur compacité, de leur rendement et des performances offertes. De plus, le fait que les moteurs électriques (moteur synchrone) peuvent produire un fort couple sur une large plage de vitesse permet de s'affranchir de certaines fonctions du véhicule thermique tel que l'embrayage, voir la boîte de vitesse [CHA]. Cette dernière peut être remplacée par un réducteur qui permet au moteur de travailler à grande vitesse. Pour illustrer ces propos, nous montrons dans la figure 1.10 un prototype de chaîne de traction réalisée par l'entreprise Michelin. Cette solution intégrée dans une roue comprend un réducteur et un moteur de 30 kW, équipé d'un système de refroidissement. Cette solution a été appliquée à de nombreux prototypes de véhicules notamment par l'entreprise PSA. La figure 1.10 présente la structure du moteur roue.



Figure 1.10 – Moteur-roue fabriqué par Michelin [CHA]

#### 1.2.3.2 Batterie du véhicule

La batterie est l'élément clé qui conditionne l'autonomie du véhicule électrique. Les alliages des batteries actuelles sont sujets à un vieillissement prématuré qui se répercute directement sur l'accumulation de l'énergie électrique donc sur l'autonomie du véhicule. Pour augmenter l'autonomie, on peut superposer plusieurs unités de stockage en série ou en parallèle, cette technique se heurte à deux inconvénients, le poids et le coût. En prenant en compte les deux

paramètres poids et coût des batteries, le véhicule électrique fait l'objet d'un compromis entre ces paramètres.

La batterie utilisée pour le véhicule électrique doit être fiable avec une durée de vie suffisante. Le conducteur du véhicule souhaitera que sa batterie puisse garder ses performances par des temps très froid ou très chaud, le nombre de kilométrage qu'il peut parcourir avant de tomber en panne soit sûr. Pour améliorer l'autonomie, les conceptions du véhicule et celle de la batterie doivent être perfectionnées. Plus le véhicule sera léger et ces auxiliaires économes, plus l'énergie demandée sera faible. L'autonomie sera donc plus grande et en conséquence le coût de la batterie sera moindre. Dans ce qui suit, nous citons quelques types de batteries et leur utilisation dans les véhicules électriques.

**1.2.3.2.1 Les accumulateurs au plomb** Ces accumulateurs ont marqué les débuts des véhicules électriques à la fin du 19<sup>ème</sup> siècle. Ces batteries sont encore très utilisées de nos jours dans l'automobile. Leurs avantages sont listés dans ce qui suit :

- un coût bas : moins de 100 Euros le kWh,
- une durée de vie calendaire relativement longue (6 ans lorsqu'elle est utilisée pour le démarrage d'un moteur, 10 ans dans des applications industrielles),
- une forte puissance qui, couplée à une bonne résistance permet un démarrage à froid du moteur.

Leurs inconvénients se résument à :

- si ce type de batterie est utilisé avec des charges et des décharges profondes (ce qui est le cas du véhicule électrique) la durée de vie est d'environ 500 cycles,
- cette batterie ne fonctionne pas sous basses température (en dessous  $-15^{\circ}$ ) à moins qu'elle soit bien chargée.

Malgré ces inconvénients elles ont permis le développement des premiers véhicules électriques :

- en 1892, Peugeot construit un quadricycle à moteur électrique,
- la voiture "La Jamais contente" présentée précédemment utilise des accumulateurs au plomb. Son autonomie était estimée de 60 à 90 km/h.

Les batteries au plomb classiques ne peuvent actuellement pas assurer une autonomie suffisante avec une masse embarquée raisonnable. Malgré ces inconvénients, General Motors a utilisé ce type de batteries en 1996, en réalisant un véhicule électrique nommé EV1 qui pèse 1400 kg. La figure 1.11 illustre l'EV1 ainsi que la disposition des batteries utilisées dans ce véhicule.

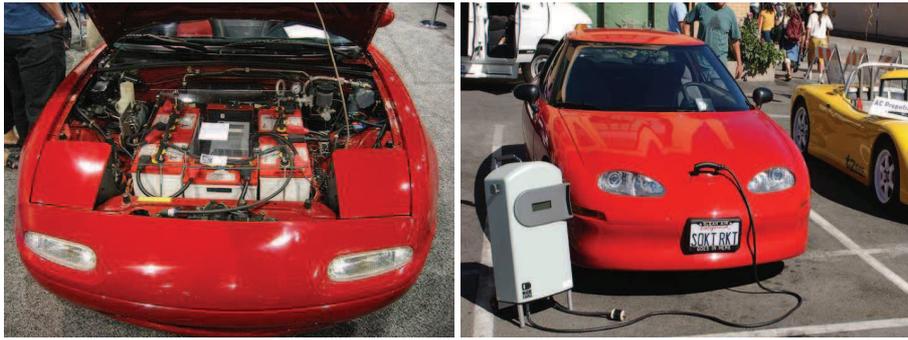


Figure 1.11 – Le véhicule électrique EV1 et les accumulateurs au plomb utilisés par General Motors

Aujourd'hui les véhicules électriques destinés au grand public n'utilisent pas ce genre de batterie pour la traction. Cependant, d'autres types de batterie au plomb sont utilisés actuellement dans les VE. C'est par exemple le cas des batteries "deep cycle lead acid" dont la durée de vie varie entre 400 et 800 cycles [IMA05]. Les batteries nommées "horizon lead acid" ont été testées par l'entreprise de Électro Source sur une voiture qui a pu parcourir 177 km.

**1.2.3.2.2 Les batteries nickel-fer** Les batteries nickel-fer sont à l'origine d'une deuxième génération de véhicules électriques apparue au 20<sup>ème</sup> siècle. Ces batteries ont été étudiées par Thomas Edison, entre autres qui a essayé d'améliorer leurs performances. Malgré le coût important qui caractérise ce type de batteries, elles présentaient une densité d'énergie plus importante que les batteries au plomb et leur temps de recharge était deux fois plus rapide. La "Déetroit électrique" ainsi que la "Baker électrique" sont deux véhicules équipés par ce type de batteries (cf. figure 1.12).



(a) *La Detroit électrique*



(b) *La Baker électrique*

Figure 1.12 – Véhicules électriques équipés de batteries nickel-fer

Cependant, malgré les avantages offerts par les batteries nickel-fer, comme la durée de vie

qui peut aller jusqu'à 1000 cycles [IMA05] et une énergie spécifique de 30 – 50 Wh/kg, elles n'ont pas réussi à stopper la montée progressive dont a fait preuve le véhicule thermique.

**1.2.3.2.3 Les batteries nickel-cadmium** Ces batteries ont fait leur apparition au 20<sup>ème</sup> siècle. Elles ont été utilisées dans les véhicules électriques à partir des années 1990. Elles ont été employées sur la "106" ou la "Saxo" du groupe PSA. Leur faible capacité énergétique offre une autonomie estimée à environ 100 km. Ces batteries présentent une sensibilité par rapport à la recharge et la décharge. Si l'opération recharge et décharge sont effectuées de la même manière pendant un grand nombre de cycles, ce type de batterie ne peut pas fournir une quantité d'énergie supérieure à celle de la décharge pour laquelle elle a été conçue.

D'autres batteries ont été utilisées comme alternative au nickel-cadmium grâce à l'amélioration des compositions chimiques permettant alors d'améliorer le stockage d'énergie et le rendement. Nous pouvons citer quelques uns des composants de ces batteries comme les batteries Nickel-Métal hydrure (Ni-MH), les batteries ZEBRA (à base de chlorure de nickel pour l'électrode positive et de sodium pour l'électrode négative) et les batteries sodium-soufre (Na-S). Néanmoins, malgré les avantages divers qu'offrent chacune d'elles, tous les essais d'intégration dans les véhicules électriques ont avorté soit pour des questions d'autonomie limitée, soit pour des raisons de coût élevé. Une autre raison réside dans la concurrence où les dernières recherches ont privilégié une technologie de batteries fondée sur l'utilisation du lithium. Nous allons présenter ce type de batterie qui est actuellement très utilisé dans les véhicules électriques.

**1.2.3.2.4 Les batteries lithium (Li)** Les batteries lithium-ion ont toujours été considérées avec beaucoup d'intérêt. Le lithium est un métal léger qui dispose d'un fort potentiel électrochimique lui permettant de se transformer facilement en ion ( $\text{Li}^+$ ) [SYR11],[DO07]. Cette technologie possède actuellement un coût élevé. Cependant, ces batteries ont montré de meilleures performances. Il est probable que les prochains progrès technologiques feront évoluer le coût positivement. Plusieurs constructeurs automobiles utilisent cette technologie comme Porsche, Peugeot, Mitsubishi. Actuellement, les batteries au lithium disposent des caractéristiques suivantes :

- densité d'énergie : 100 – 150 Wh/kg,
- densité de puissance : 1 – 1.5 kW/kg,
- 1000 – 1500 cycles de charge et de décharge.

Les véhicules électriques qui utilisent ce type de batteries présentent : 15 à 25 kWh pour 100 à 150 km d'autonomie, des vitesses maximales comprise entre 100 et 150 km/h, une durée de vie comprise entre 5 – 10 ans. La durée de charge est d'environ sept heures en charge lente (220 V, 16 A) et une heure en charge rapide (380 V, 60 A). La charge rapide est plus délicate, elle est de nature à limiter considérablement la durée de vie de la batterie, il faut également veiller à maîtriser l'échauffement. On constate ainsi que les performances des batteries doivent encore être améliorées pour avoir une autonomie comparable à celle des véhicules à moteur thermique. C'est le sens des travaux actuels qui visent à augmenter l'autonomie tout en prolongeant la durée de vie et en diminuant les coûts.

Aujourd'hui, on constate que le lithium-ion présentent des limitations intrinsèques, les densités d'énergies atteintes se situent autour de 300 Wh/kg. De nouvelles technologies sont en cours d'étude. Voici quelques exemples de technologies prometteuses :

- li-air (cathode au Li métal, anode permettant une réaction avec l'oxygène),
- li-S (cathode au Li, anode au soufre),
- batteries à électrolyte solide,
- lithium nickel,
- lithium cobalt oxide,
- lithium iron phosphate,
- lithium titanium,
- lithium manganese titanium,
- lithium soufre.

Avec ces nouvelles technologies, la densité d'énergie qui peut être atteinte est deux fois plus grande que celle développée par les batteries lithium-ion voir peut être plus élevé avec le lithium soufre. Les futurs enjeux concernent donc l'augmentation des densités énergétiques des batteries à base de lithium afin d'amener l'autonomie du véhicule électrique à 900 km.

### 1.2.3.3 Compresseur pour climatisation

Parmi les enjeux importants liés au développement du véhicule électrique, le compresseur de climatisation est un élément clé. Sa fonction principale est la climatisation de l'habitacle du véhicule pour assurer le confort thermique. Une deuxième fonction assure le refroidissement de la batterie pour la garder à une température à laquelle son fonctionnement sera optimal. Les compresseurs de climatisation sont déjà utilisés dans les véhicules thermiques mais sont

essentiellement composés d'organes mécaniques. Une électrification de cet organe s'est révélée nécessaire pour améliorer son rendement et sa compacité dans le cas du véhicule électrique. Dans ce qui suit, nous allons présenter brièvement les compresseurs conventionnels qui sont utilisés dans les véhicules thermiques. On aboutira au fur et à mesure au compresseur électrique.

**1.2.3.3.1 Compresseur mécanique** Dans un premier temps, nous allons expliquer le principe de la climatisation dans un véhicule et pourquoi un compresseur pour climatisation est nécessaire. Le domaine de l'automobile impose des exigences très particulières sur le système de climatisation. Un système typique de véhicule a une capacité de refroidissement similaire à celle nécessaire pour la climatisation d'une petite maison, malgré la grande différence de volume. Ce fait peut se résumer en deux points. Tout d'abord le cycle de refroidissement par unité de volume est beaucoup plus élevé pour le véhicule parce que les coefficients de transfert de chaleur entre l'air ambiant chaud et les surfaces extérieures sont beaucoup plus élevés en raison du mouvement de l'air dans le véhicule. D'autre part, la surface vitrée est très élevée pour le véhicule, ce facteur rend l'effet de chauffage par rayonnement solaire direct très élevé. En plus de ces contraintes, une tâche particulièrement exigeante est de refroidir l'habitacle très rapidement si l'air dans le véhicule atteint une température ambiante de 40°C ou plus. L'air dans l'habitacle peut atteindre 60 à 70°C. Une autre façon importante pour laquelle l'air conditionné dans l'automobile diffère aussi de la version domestique est la question de l'entraînement du compresseur.

Dans le véhicule, le compresseur est entraîné par le moteur thermique, la vitesse du compresseur n'est donc pas indépendante. Ce couplage entre les deux chaînes de conversion ne permet pas au compresseur de climatisation de fonctionner à la vitesse et la puissance voulue. Le compresseur pour la climatisation a fait son apparition à la fin des années 1950 [DEL]. Plusieurs configurations de compresseurs ont été testées. La dernière configuration était à piston [DEL]. La configuration à piston a été utilisée dans les premiers véhicules de Generale Motors en 1956 [DEL], ce compresseur pesait 18 kg. Il existe plusieurs types de compresseurs à piston, nous allons citer les plus connus : les compresseurs à piston alternatif, les compresseurs à piston rotatif et les compresseurs à visse. La figure 1.13 présente les configurations de ces compresseurs. Ces types de compresseurs présentent l'avantage d'avoir un coût bas mais ses inconvénients résident dans un volume important et un mauvais rendement lors d'un fonctionnement à haute pression parce qu'il consomme en permanence une partie de l'énergie mécanique généré par le moteur.

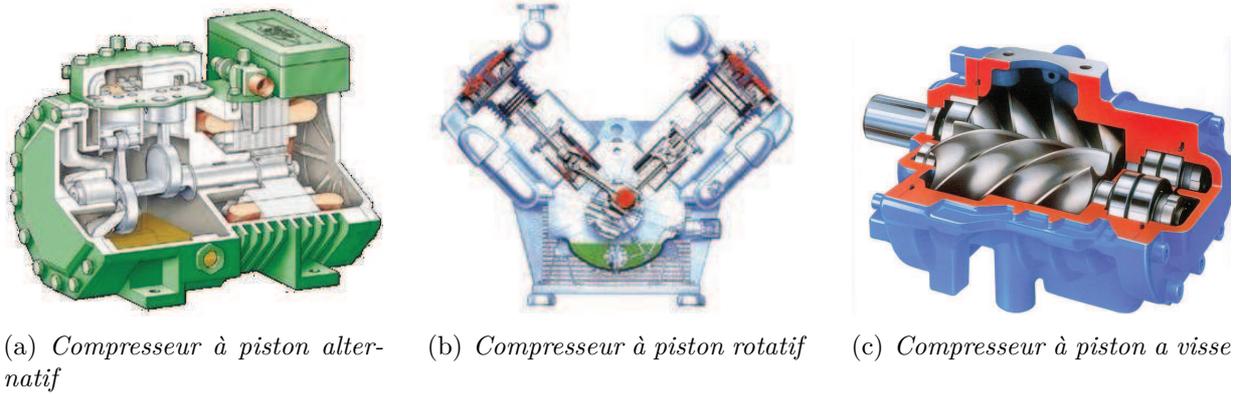


Figure 1.13 – Type de compresseurs à piston

Le développement des compresseurs a ensuite aboutit à l'apparition des compresseurs à scroll en 1979. Cette version de compresseur présente des solutions faces aux problématiques inhérentes des compresseurs cités précédemment. Ils présentent l'avantage d'avoir un bon rendement, une bonne fiabilité et un faible bruit acoustique [AIR] (ce qui est compatible avec les applications véhicules électriques qui nécessitent un faible bruit sonore). La figure 1.14 présente une configuration de compresseur à scroll.



Figure 1.14 – Compresseur à scroll

**1.2.3.3.2 Compresseur hybride pour climatisation** Ce compresseur fonctionne sur la base d'un compresseur mécanique. Le compresseur mécanique est entraîné par le moteur thermique via une courroie. Dans le cas d'un compresseur hybride, on retrouve deux parties : la partie mécanique (chambre de compression) et la partie électrique où on retrouve un moteur électrique.

Dans ce cas de figure, le couple est fourni par la combinaison du moteur électrique et du moteur thermique. L'avantage de la structure hybride par rapport à la structure mécanique est le rendement qui est plus élevé et une climatisation assurée à l'arrêt via le moteur électrique qui est alimenté par la batterie [JUN07]. Pour comprendre les précédents propos, les deux chaînes de traction (hybride et mécanique) avec le compresseur sont montrées dans la figure 1.15.

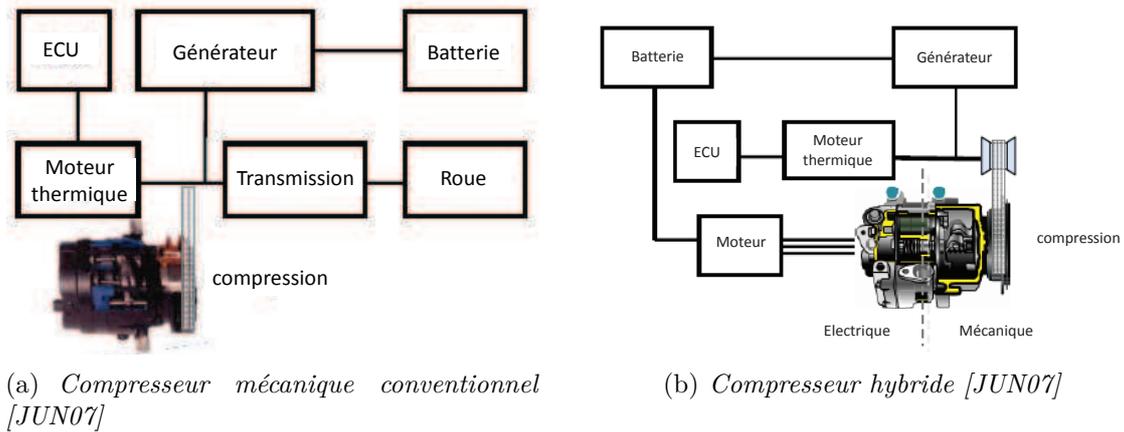


Figure 1.15 – Comparaison entre le compresseur hybride et mécanique

**1.2.3.3.3 Compresseur électrique** Le compresseur électrique est un exemple type d'intégration mécatronique fortement innovant. Il est constitué de trois parties principales : la partie électronique de puissance, un actionneur électrique et la dernière partie qui est la chambre de compression qui contient le scroll qui compresse le gaz de refroidissement. Cette technologie consiste en un assemblage fort entre mécanique, électronique de puissance, circulation du gaz pour la compression. La figure 1.16 ci-dessous illustre la complexité de l'approche mécatronique nécessaire pour ce type de nouveau produit.

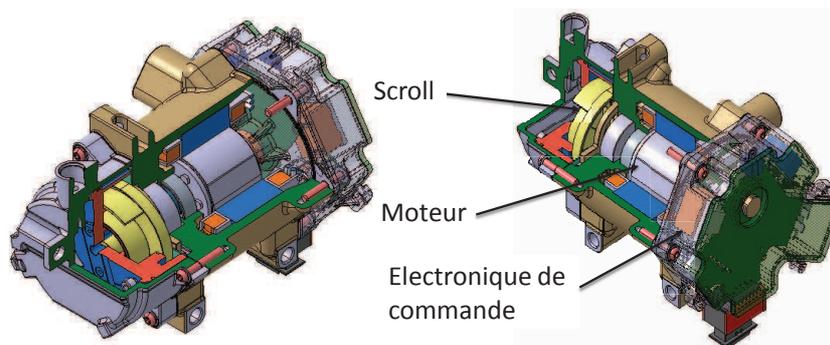


Figure 1.16 – Compresseur Electrique [VAL]

Le compresseur mécatronique dans son système a un impact sur trois fonctions majeures :

- le confort thermique dans l’habitacle (température et humidité). Le compresseur intégré dans la boucle de climatisation va contribuer au confort thermique des passagers,
- la visibilité (désenneigement en roulage par exemple). Le désenneigement participe à la sécurité avec une occurrence significative entre 0° et 20°C. La puissance nécessaire est importante car il faut assurer la fonction de refroidissement et de réchauffement à débit d’air élevé pour déshumidifier l’air,
- le contrôle thermique des batteries. Le compresseur va contribuer au système de refroidissement des batteries du VE et permettra l’augmentation de leur durée de vie, qui décroît rapidement avec l’augmentation de la température moyenne de fonctionnement.

Il faut savoir que le compresseur électrique est déjà utilisé sur plusieurs applications. Il est présent sur les véhicules hybrides (micro hybride) et totalement électriques. La figure 1.17 représente les domaines d’application du compresseur de climatisation. L’utilisation du compresseur dans le marché automobile commence à prendre de l’ampleur. Des statistiques ont été établies sur l’utilisation du compresseur électrique et sont montrées dans la figure 1.18 :

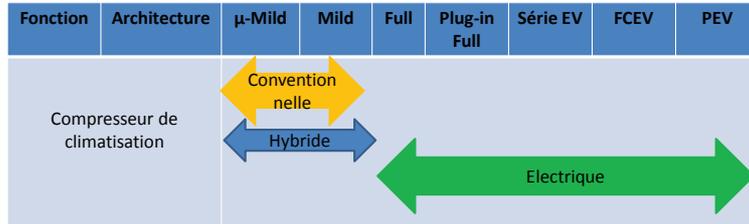


Figure 1.17 – Domaine d’application du compresseur électrique [VAL]

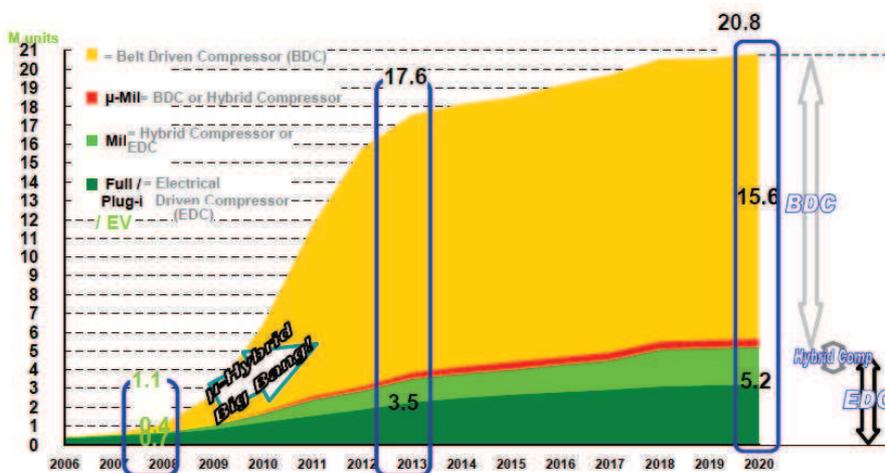


Figure 1.18 – Évolution du marché des compresseurs [VAL]

Les constructeurs Japonais de véhicules hybrides ont été les premiers à travailler sur un compresseur qui incorporant un onduleur pour l'alimentation du moteur. Cette caractéristique a permis de réduire la taille du compresseur d'environ 60% par rapport à un compresseur classique [DEN 1]. L'entreprise DENSO est actuellement le seul fournisseur de ce type de produit pour le groupe Toyota. Nous montrons ci-après (cf. figure 1.19) la photo d'un compresseur développé par DENSO pour TOYOTA.

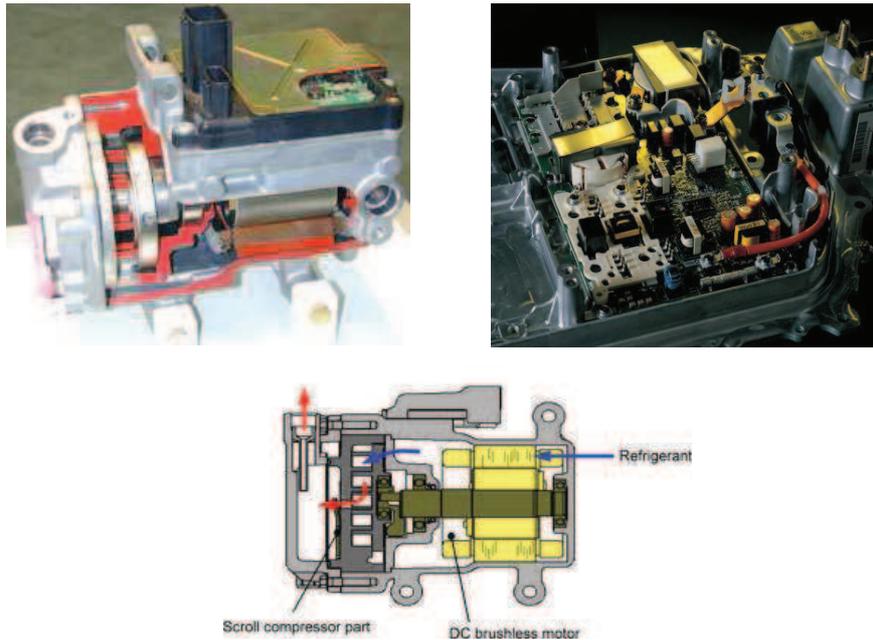


Figure 1.19 – Compresseur Denso et son électronique intégrée

L'électrification du compresseur passe par quatre niveaux, nous allons citer ici quatre catégories spécifiées par la DAS (domaine d'activité stratégique) :

- l'électronique est séparée de la mécanique (deux éléments séparés liés par câble). On appelle cette construction "structure jointe",
- l'électronique jointe à la mécanique : les deux éléments restent séparés en construction l'un de l'autre, et on élimine simplement le câble entre les deux,
- l'électronique est incluse dans la mécanique, dans le sens où l'électronique épouse la forme de la mécanique qu'elle pilote : elle n'est plus une électronique "plate" en 2 dimensions, mais en 3 dimensions,
- l'électronique est fusionnée avec la mécanique, dans le sens où les composants électroniques sont eux-mêmes introduits au cœur même des pièces mécaniques qui en sont le boîtier.

La figure 1.19 montre que ce compresseur est à l'étape deux en terme de technologie de construc-

tion défini par la DAS.

Ces travaux de thèse font partie du projet **Compacité** qui vise à trouver des solutions innovantes pour réaliser l'électronique de pilotage du compresseur électrique avec son moteur et la mécanique associée, le tout s'intégrant dans le système de gestion thermique dédié au véhicule électrique. Le but final est de disposer d'un compresseur électrique, fiable, compact, performant, optimisé en terme de poids et d'encombrement, compatible avec les nouveaux gaz réfrigérants et respectant les normes environnementales en terme de fuites et des matériaux utilisés.

Le retour attendu est de contribuer à l'augmentation de l'attractivité du VE grâce à l'amélioration de ses performances, tout en réduisant son empreinte environnementale. Pour faire aboutir ce projet de manière compétitive, plusieurs partenaires industriels ont contribué à ce projet.

Chacun possède des compétences sur l'un des trois éléments clés du projet : système de climatisation mécatronique, électronique de puissance, moteur électrique. Les partenaires du projet sont Valeo Compresseurs, Valeo Systèmes Électriques et de Contrôle moteur, STMicroelectronics, Bree, Phénix-i, Lemman Industrie, Arrelis Industrie et le LGEP.

Le LGEP s'est occupé en collaboration avec les entreprises Phénix-i et Valeo de la conception du moteur devant être intégré dans le compresseur. Le LGEP est meneur du lot commande, le but étant de concevoir une loi de commande applicable industriellement et implantable dans des microcontrôleurs de faibles performances puis de finaliser avec une commande sans capteur mécanique.

Dans le chapitre qui va suivre, nous allons commencer par présenter le cahier des charges imposé par Valeo ainsi qu'un état de l'art sur les machines électriques susceptibles ou pouvant être intégrées dans un compresseur électrique. Après avoir défini le choix de la machine, le dimensionnement de cette dernière sera effectué et une étude multiphysique sera abordée. Les résultats de validations expérimentales de la structure choisie seront donnés et analysés.

Dans le troisième chapitre, nous traiterons du choix de la commande avec capteur mécanique suivant le cahier des charges imposé du point de vue dépassement et temps de réponse.

Dans le quatrième chapitre la commande sans capteur sera étudiée et mise en œuvre pour le pilotage du moteur. Après trois ans de travaux, la structure du compresseur obtenue est donnée dans la figure 1.20

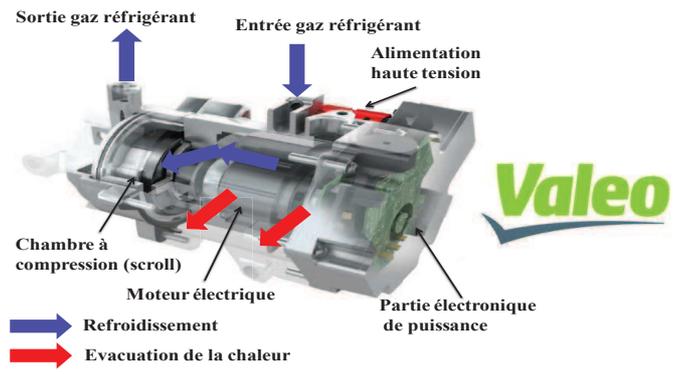


Figure 1.20 – Structure du compresseur issu du projet Compacité

# Bibliographie

- [AIR] "Air-Conditioning Scroll Compressors Compresseurs Scroll", *Emerson Climate technologies*
- [IMA05] A. Imadi, "Handbook of automotive power electronics and motor drives", *CRC Press edition*, 2005
- [CHA11] R.E. Chammas, K. Ltagaki, T. Takaoka, B. Biebuyck, "Newly Developed Toyota Plug-in Hybrid System and its Vehicle Performance under real life operation", *SIA*, Paris, 2011.
- [CHA] Challenge Bibendum, "le show des nouveaux concepts", *Ingénieurs de l'automobile*, n°775 bis-supplément au n°775.
- [DEL] Documentation industrielle du fabricant Delphi.
- [DO07] D.V. Do, "Diagnostic de batteries Lithium ion dans des applications embarquées", *thèse de doctorat*, Université de Compiègne, 2010.
- [DEN 1] <http://www.globaldenso.com/en/newsreleases/050407-01.html>.
- [JUN07] T. Jung, S. Lee, S. Kim, S. Park, J. Hong, "The Development of Hybrid Electric Compressor Motor Drive System for HEV", *VPPC*, Texas, 2007.
- [MES07] V. Mester, "Conception optimale systémique des composants des chaînes de traction électrique", *thèse de doctorat*, Ecole centrale de Lille, 2007.
- [SYR11] J. Syrota, "La voiture de demain : carburants et électricité", *rapport de la Direction générale de la compétitivité, de l'industrie et des services (DGCIIS)*, Juin 2011
- [REN12] [www.renault.com/fr/innovation/l-univers-du-design/pages/show-car-zoe-preview.aspx](http://www.renault.com/fr/innovation/l-univers-du-design/pages/show-car-zoe-preview.aspx).

[VAL] Documentation Valeo



# Chapitre 2

## Conception et dimensionnement d'une machine synchrone à aimants permanents

### Sommaire

---

<b>2.1</b>	<b>Introduction</b>	<b>29</b>
<b>2.2</b>	<b>Cahier des charges</b>	<b>29</b>
<b>2.3</b>	<b>Topologies de machines</b>	<b>30</b>
2.3.1	Le bobinage distribué	31
2.3.1.1	Bobinage distribué à pas diamétral	32
2.3.1.2	Bobinage distribué à pas raccourci	32
2.3.2	Le bobinage concentrique	32
2.3.3	Machine synchrone	33
2.3.3.1	Machine synchrone à flux radial	33
2.3.3.1.1	Machine synchrone à aimants enterrés	34
2.3.3.1.2	Machine synchrone à aimants disposés en surface	35
2.3.3.2	Machine à flux axial	36
2.3.3.3	Machine à flux transverse (MFT)	37
2.3.4	Machine à réluctance variable	38
<b>2.4</b>	<b>Bilan et choix d'une machine</b>	<b>39</b>
<b>2.5</b>	<b>Matériaux pour les machines électriques</b>	<b>41</b>

---

2.5.1	Les aimants permanents . . . . .	41
2.5.2	Les matériaux ferromagnétiques . . . . .	42
<b>2.6</b>	<b>Machines électriques pour le projet Compacité . . . . .</b>	<b>43</b>
2.6.1	Machine Aichi . . . . .	44
2.6.2	Machine Phénix-i . . . . .	46
<b>2.7</b>	<b>Machine LGEP . . . . .</b>	<b>48</b>
2.7.1	Introduction . . . . .	48
2.7.2	Modèle semi-numérique 2D . . . . .	49
2.7.2.1	Modélisation par réseau de réductances . . . . .	49
2.7.2.2	Strategie de prédimensionnement . . . . .	52
2.7.3	Modèle élément finis 2D . . . . .	55
2.7.3.1	Vérification du modèle semi-numérique . . . . .	55
2.7.3.2	Modélisation de la machine LGEP avec les dimensions finales . . . . .	58
2.7.3.3	Calcul du rendement . . . . .	60
2.7.3.4	Bilan sur les machines étudiées dans le projet Compacité . . . . .	64
2.7.4	Etude thermique 2D . . . . .	66
2.7.4.1	Transfert de chaleur par conduction . . . . .	66
2.7.4.2	Transfert de chaleur par convection . . . . .	67
2.7.4.3	Transfert de chaleur par rayonnement . . . . .	68
2.7.4.4	Modèle thermique utilisé . . . . .	68
2.7.5	Etude mécanique 2D . . . . .	71
2.7.5.1	Modélisation magnétique . . . . .	71
2.7.5.1.1	Equations de Maxwell . . . . .	71
2.7.5.1.2	Formulation du problème électromagnétique . . . . .	72
2.7.5.2	Modélisation mécanique . . . . .	77
2.7.5.2.1	Le module de Young $E$ . . . . .	78
2.7.5.2.2	Le coefficient de Poisson . . . . .	78
2.7.5.2.3	Modélisation mécanique/numérique par éléments finis . . . . .	80
2.7.5.2.4	Vérification de non rupture des matériaux . . . . .	82
2.7.5.2.5	Etude vibratoire . . . . .	82
<b>2.8</b>	<b>Validation expérimentale . . . . .</b>	<b>88</b>

---

2.8.1	Mesures à vide . . . . .	88
2.8.1.1	Couple à vide . . . . .	88
2.8.1.2	Flux à vide . . . . .	90
2.8.2	Mesures en charge . . . . .	91
<b>2.9</b>	<b>Conclusion . . . . .</b>	<b>92</b>
	<b>Références . . . . .</b>	<b>93</b>

---

## 2.1 Introduction

Actuellement, l'industrie automobile s'investit massivement dans les véhicules hybrides et électriques. Elle cherche notamment à améliorer le rendement et la fiabilité de certains composants comme par exemple les compresseurs électriques. Le cœur du compresseur est constitué d'un moteur électrique et ce dernier est sujet à plusieurs contraintes comme la compacité, un rapport puissance/masse élevé, un bon rendement, une structure fiable et peu vibrante. Pour répondre à ces besoins, un dimensionnement adéquat de cette partie du compresseur se révèle nécessaire, cette étape passe donc par la recherche de nouvelles configurations qui subviennent aux besoins demandés ou par une amélioration des configurations existantes. Ce chapitre propose l'étude et le dimensionnement d'un moteur pour un compresseur électrique qui répond à un cahier des charges fixé par l'entreprise Valeo.

## 2.2 Cahier des charges

Valeo est un groupe indépendant entièrement focalisé sur la conception, la fabrication et la vente de composants, de systèmes intégrés et de modules pour l'industrie automobile. Meneur du projet Compacité, Valeo vise à concevoir un compresseur électrique pour voitures électriques et hybrides. Le but de ce groupe est d'être compétitif vis-à-vis du marché international dans cette technologie.

Afin d'atteindre ces objectifs, l'entreprise a mis en place un cahier des charges sur le moteur du compresseur pour que celui-ci soit compact avec un coût de fabrication acceptable. Le cahier des charges est présenté dans le Tableau 2.1. La densité de courant maximale est de  $20 \text{ A/mm}^2$ . Ce chiffre est élevé, cependant le moteur sera traversé par un gaz frigorigène qui permettra l'évacuation de la chaleur. Une machine synchrone triphasée à aimants permanents a été imposée par Valeo.

Pour satisfaire un tel cahier des charges une étude bibliographique sur le choix de la machine synchrone a d'abord été effectuée. Cette étude est présentée dans la section qui suit.

Paramètres	Performances
Vitesse nominale	6000 tr/min
Couple	6 N.m @ 6000 tr/min
Vitesse maximale	10000 tr/min
Couple	5 N.m @ 10000 tr/min
Tension bus maximale	410 V DC
Tension entre phase maximale	355 V
Ondulations de couple	3% du couple moyen
Courant efficace maximal	16 A rms
Densité de courant maximale	20 A/mm <sup>2</sup>
Diamètre externe maximal	97 mm
Profondeur de la machine	≤50 mm
Diamètre d'arbre	18 mm
Epaisseur d'aimant	[2.5mm à 4.5 mm]
Poids de la machine	1.8 Kg
Rendement	93%

Tableau 2.1 – Cahier des charges

## 2.3 Topologies de machines

Dans la littérature, des machines électriques ont été déjà utilisées pour piloter un compresseur électrique, nous pouvons citer par exemple une machine à réluctance variable [RAM08], une machine synchrone à rotor bobiné [KAW08] et bien entendu des machines synchrones à aimants permanents.

Dans cette étude bibliographique les machines synchrones à rotor bobiné ne seront pas abordées à cause des contraintes d'encombrement et du rendement élevé demandés par le cahier des charges. En tenant compte des variétés de machines citées précédemment (synchrone et à réluctance variable), une classification est proposée sur la figure 2.1 qui sera utilisée pour présenter les différentes topologies de machines.

D'après cette figure, les machines synchrone et à réluctance variable peuvent disposer de deux types de bobinages. Les plus rencontrés sont le bobinage réparti et concentrique. Ces différentes machines se distinguent par la direction du champ par rapport à l'axe de rotation. Quelques exemples de topologies sont présentés dans la figure 2.2.

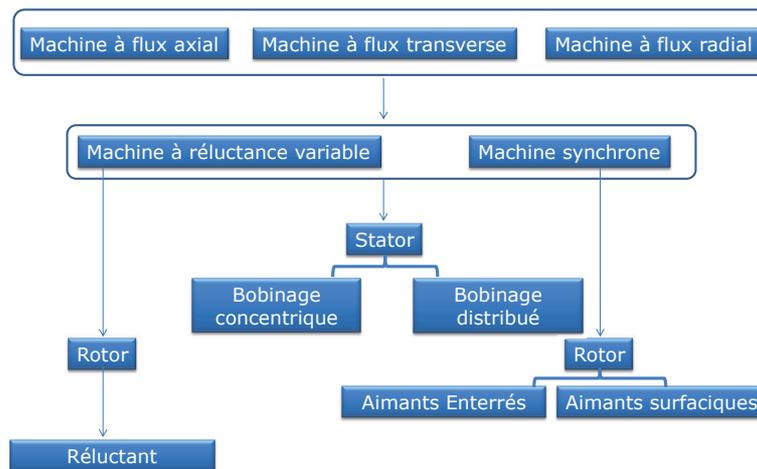


Figure 2.1 – Types de machines

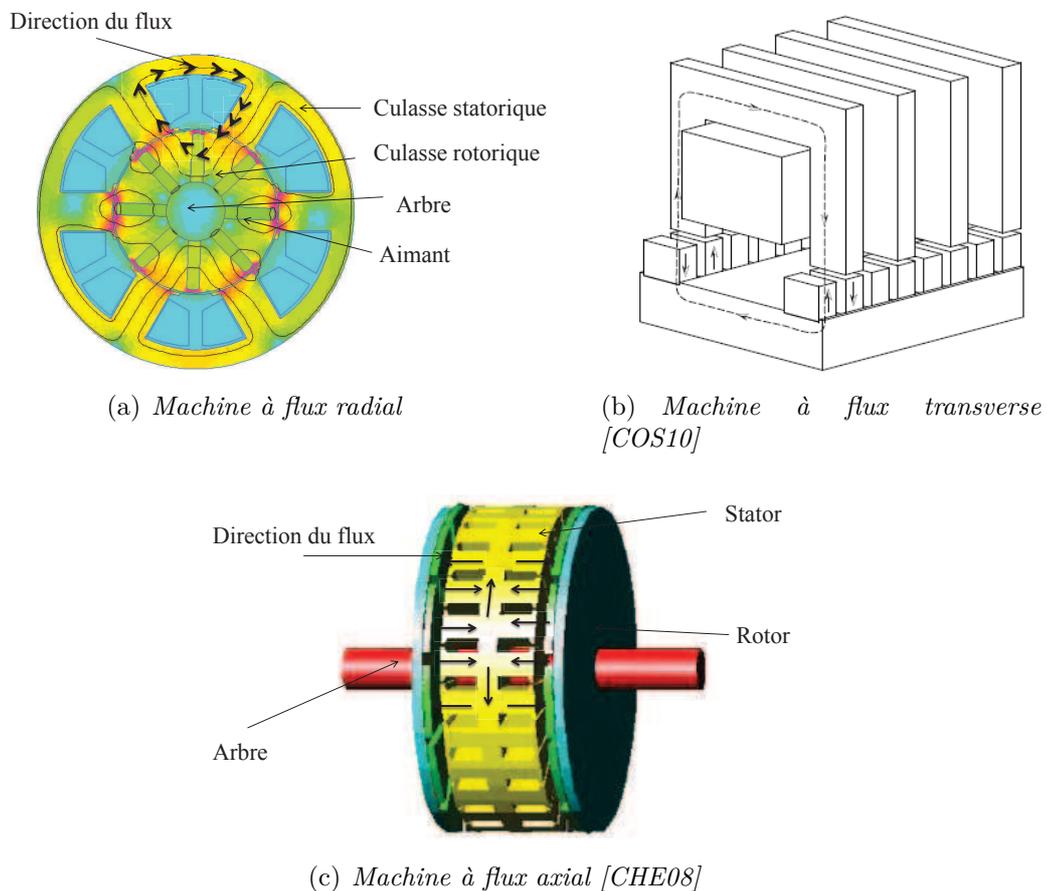


Figure 2.2 – Topologies de machines suivant la circulation des flux

### 2.3.1 Le bobinage distribué

Le bobinage distribué est souvent utilisé pour des applications à grande vitesse. Il existe différents types de bobinages distribués.

### 2.3.1.1 Bobinage distribué à pas diamétral

Ce bobinage est le plus simple à réaliser et le plus utilisé, la figure 2.3 présente un exemple de bobinage à pas diamétral. Dans chaque encoche, il est possible de n'avoir qu'une seule phase. Ce type de bobinage engendre des variations très importantes de l'induction dans l'entrefer qui peuvent impliquer de grandes ondulations de couple.

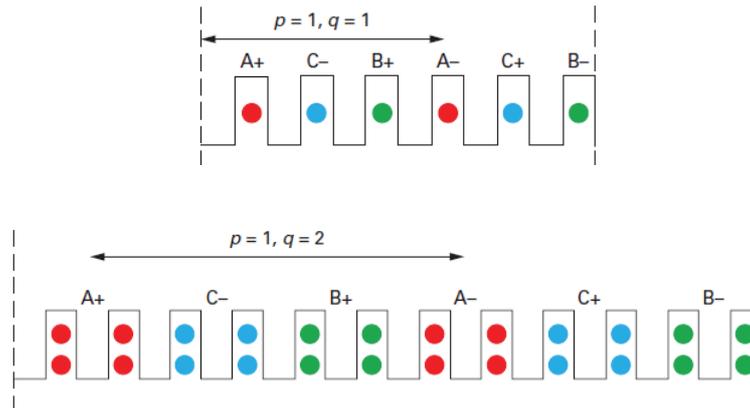


Figure 2.3 – Bobinage à pas diamétral pour  $q = 1$  et  $q = 2$  et une paire de pôles  $p = 1$  [MAN12]

### 2.3.1.2 Bobinage distribué à pas raccourci

Ce bobinage permet de corriger les imperfections du bobinage précédent. Le bobinage à pas raccourci est plus complexe à réaliser mais il permet d'avoir une induction sinusoïdale dans l'entrefer afin de réduire les pertes et les ondulations de couple [SAI11]. Son principe est fondé sur le fait qu'il est possible d'avoir plus d'une phase dans la même encoche. La figure 2.4 représente un exemple de bobinage à pas raccourci.

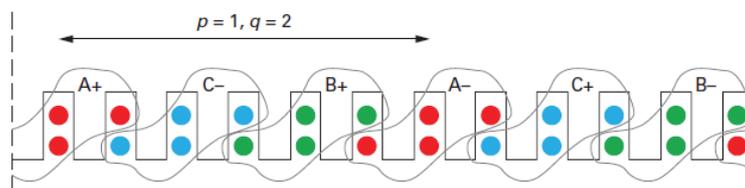


Figure 2.4 – Bobinage à pas raccourci [MAN12]

## 2.3.2 Le bobinage concentrique

Le bobinage concentrique, où le fil de cuivre est enroulé sur chaque dent du stator, permet notamment de limiter les courts-circuits entre phases. L'utilisation de ce type de bobinage améliore le rendement par rapport aux machines à bobinage distribué.

L'utilisation du bobinage concentrique permet aussi de diminuer la longueur active de la machine en raison des têtes de bobines courtes. Dans certaines configuration (dents droites) ce bobinage permet l'utilisation de machines-outils plus simples, ce qui implique un gain de temps pour une production en série [SAI11].

La figure 2.5 représente un exemple de bobinage concentrique. Dans notre étude, ce bobinage est choisi en raison des avantages qu'il offre.

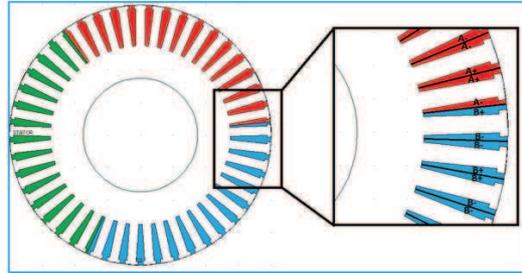


Figure 2.5 – Bobinage concentrique [MAN12]

### 2.3.3 Machine synchrone

Dans une machine synchrone, le couple est créé par l'interaction d'un champ inducteur (les aimants permanents ou les électro-aimants) et par le champ d'induit qui résulte de l'alimentation des bobines par un courant alternatif. L'utilisation des aimants dans les machines ne date pas d'aujourd'hui, mais leurs usages étaient limités par les modestes performances qu'ils offraient. Cependant, ces dernières années, les machines synchrones à aimants permanents (MSAP) ont bénéficié d'un regain d'intérêt qui est dû à l'amélioration des caractéristiques des aimants permanents. L'utilisation des MSAP a donc connu un succès important grâce au rendement qu'elles offrent désormais, mais aussi grâce à leur puissance volumique intéressante et à la simplicité de leur commande. La forme et l'emplacement des aimants dans la machine synchrone permettent d'aboutir à plusieurs configurations. Chaque application ayant des besoins spécifiques, la diversité de ces machines est donc importante.

#### 2.3.3.1 Machine synchrone à flux radial

Cette configuration de machine a été proposée en 1834 [LEG09]. Dans la littérature, plusieurs types de machines synchrones radiales existent en fonction de la disposition des aimants au rotor.

Nous allons nous intéresser ici aux machines synchrones à aimants permanents (disposés en surface ou enterrés). Ce type de machine ne présente pas de difficulté majeure de fabrication. Le bobinage statorique est souvent du type concentré pour minimiser les pertes par effet Joule [MAG03]. Un exemple de stator de machine synchrone est montré dans la figure 2.6.

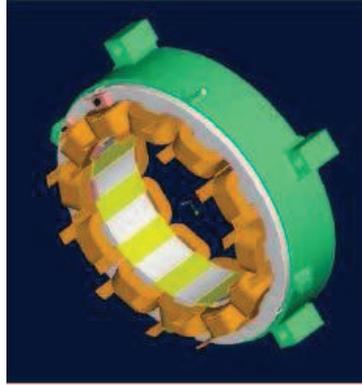


Figure 2.6 – Stator à bobine sur dent [SES11]

**2.3.3.1.1 Machine synchrone à aimants enterrés** Pour ce type de machine, le couple électromagnétique résulte de l'interaction du flux produit par les aimants rotoriques et les courants statoriques ainsi qu'un couple réluctant dû aux aimants insérés dans le rotor.

Il existe plusieurs types de machines à aimants enterrés, que l'on distingue suivant la localisation des aimants, du rotor ou des guides de flux magnétique [DUT07]. Les principales configurations sont les suivantes :

- les aimants sont disposés radialement, la machine obtenue est nommée généralement structure à concentration de flux, (cf. figure 2.7(a)),
- les aimants sont disposés en étoile, (cf. figure 2.7(b)),
- les machines à commutation de flux , (cf. figure 2.7(c)),
- le rotor comporte des guides de flux et des aimants, (cf. figure 2.7(d)),
- les aimants sont semi-enterrés, (cf. figure 2.7(e)),
- machine à rotor externe, (cf. figure 2.7(f)).

De nombreuses alternatives existent et sont répertoriées dans [ZHU07].

Dans ces machines, la fixation des aimants est facile et permet d'avoir une bonne tenue mécanique à haute vitesse. Le fait que les aimants soient enterrés et plus particulièrement dans le cas de la figure 2.7(a), permet de palier aux problèmes de démagnétisation car la distribution

du flux statorique dans le rotor est divisé. Le matériau ferromagnétique permet aussi de protéger les aimants contre la corrosion.

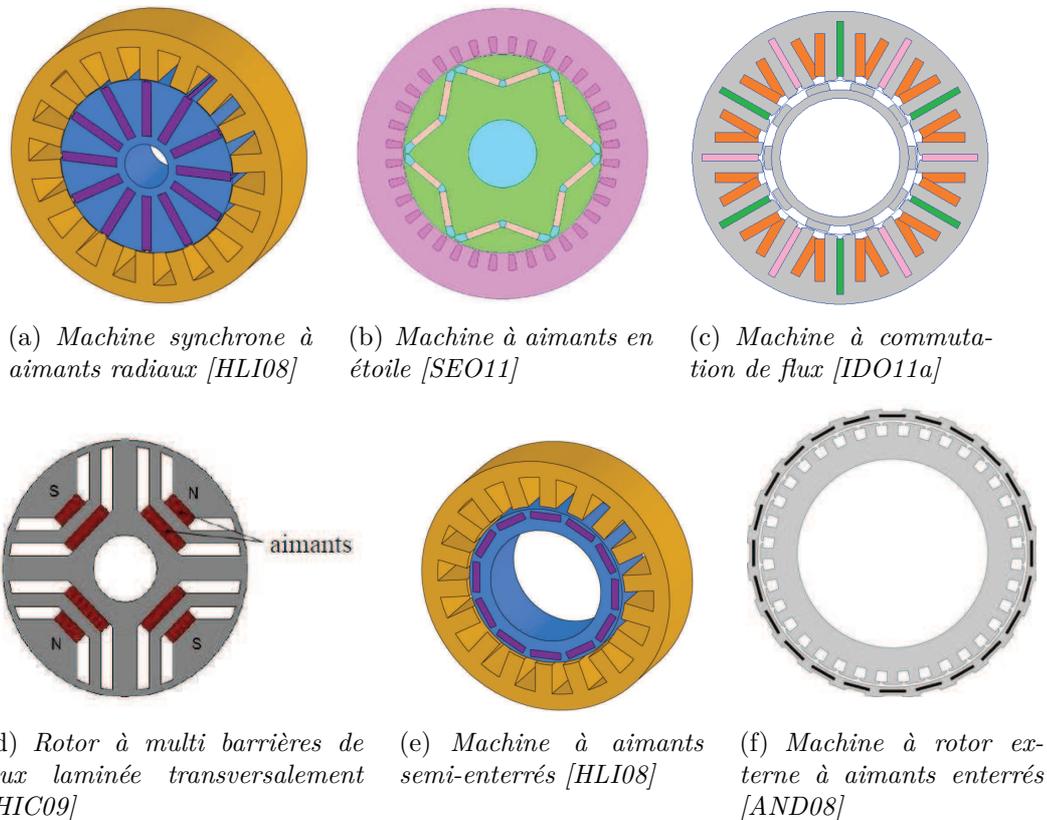


Figure 2.7 – Machines synchrones à aimants enterrés

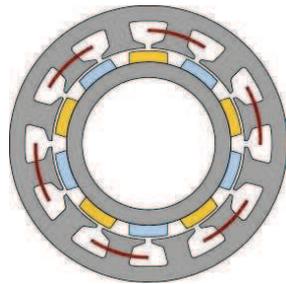
Certaines machines, (cf. figure 2.7(a)), permettent d'utiliser des aimants avec un faible champ rémanent (comme par exemple les ferrites) par exploitation de la concentration de flux. Ces machines sont connues pour bien défluxer (le point en survitesse vaut 5 à 10 fois le point à la vitesse de base)[LEG09]. Cet avantage sera utilisé au détriment du rendement.

Ces machines possèdent par contre un inconvénient majeur. Le couple réactif peut être relativement important par rapport à d'autres machines (celles comportant des aimants en surface notamment).

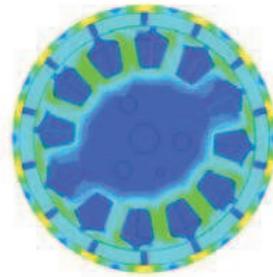
**2.3.3.1.2 Machine synchrone à aimants disposés en surface** Ces machines se caractérisent par une fabrication du rotor relativement simple par rapport aux autres machines. La première machine a été brevetée en 1895 [LEG09]. Le fait d'utiliser un bobinage concentré sur ce type de machine permet d'offrir des points de fonctionnement en survitesse de l'ordre de 7 fois la vitesse de base et rend la structure plus compacte [REF06a][REF06b].

La disposition des aimants dans cette machine permet d'avoir de faibles ondulations de couple à vide. Effectivement, les aimants permanents, disposés à la surface du rotor, possèdent une perméabilité magnétique proche de l'air. Les tôles au rotor sont souvent circulaires avec les aimants directement collés ce qui conduit à un couple réactif faible.

Les machines à aimants en surface peuvent être à rotor interne figure 2.8(a) ou à rotor externe figure 2.8(b).



(a) Rotor de machine synchrone avec aimants disposés en surface [BAU12]



(b) Machine synchrone à aimants en surface à rotor externe [LIU10]

Figure 2.8 – Disposition des aimants en surface

### 2.3.3.2 Machine à flux axial

Une machine à flux axial se compose généralement de disques mobiles et de disque fixes. Elle est appelée aussi machine discoïde. Il y a trois principaux types de machines à flux axial (cf. figure 2.9) :

- les machines à double stator et à un rotor. Les deux stators sont à l'extérieur et le rotor à l'intérieur,
- des machines à double rotor. Les deux disques rotoriques sont à l'extérieur et un disque statorique à l'intérieur,
- les machines multidisques où il y a une alternance de rotors et stators.

Dans ce type de machine, le champ magnétique circule d'une façon parallèle à l'arbre. Dans un encombrement de grand diamètre et de faible épaisseur, elles peuvent présenter une puissance volumique importante [SES11] et une plus grande compacité par rapport aux autres machines synchrones. Néanmoins, des contraintes mécaniques se posent à cause des efforts axiaux.

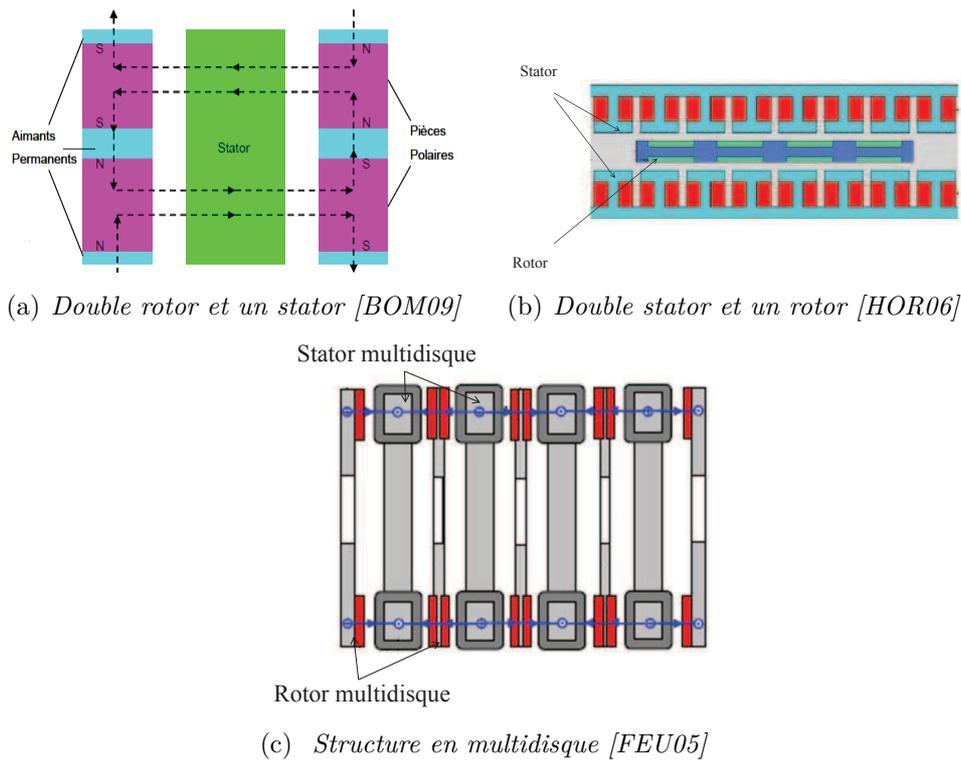


Figure 2.9 – Type de machines à flux axial

Dans le cas de la configuration "double rotor" et "un stator" des problèmes thermiques liés à la difficulté à évacuer la chaleur [BOM09][MIC97] peuvent apparaître.

### 2.3.3.3 Machine à flux transverse (MFT)

Les machines à flux transverse existent depuis plus de 100 ans. Ces machines ont été proposées pour la première fois par W.M. Morday par un dépôt de brevet en 1895 [KAS02]. Depuis, plusieurs réalisations ont été faites notamment pour la propulsion navale, comme moteur de machine-outil ou encore pour la traction électrique [LEG09]. Une MFT peut comporter une ou plusieurs bobines axiales. Les circuits magnétiques peuvent être constitués d'étriers qui sont orientés d'une façon orthoradiale chevauchant les bobines. Les aimants utilisés sont adaptés à la configuration des étriers statoriques et de la bobine. Ce genre de machine synchrone à aimants permanents permet d'avoir un bobinage très facile à réaliser avec un taux de remplissage élevé [LEG09][GRE03]. Dans ce qui suit, la figure 2.10 illustre les précédents propos. Cependant, les MFT présentent des inconvénients qui résident dans leur fabrication qui peut s'avérer compliquée et coûteuse [KAS02] et dans le facteur de puissance faible (0.35 à 0.55) en raison d'une grande réactance et d'une force électromotrice faible.

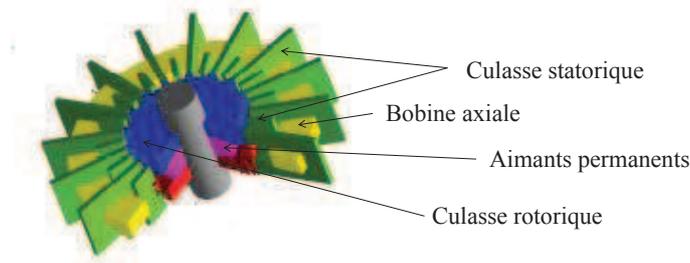


Figure 2.10 – Machine à flux transverse [KAS02]

### 2.3.4 Machine à réluctance variable

Ce genre de machine a été inventée en 1842 [VRI04]. Le fonctionnement d'une machine à réluctance variable est fondé sur le principe de la variation de la réluctance au niveau de l'entrefer. Le couple électromagnétique est généralement d'origine purement réluctant. Cette machine est souvent utilisée pour des applications à hautes vitesses. Elle peut atteindre des vitesses de l'ordre de 10 à 20 fois la vitesse de base. Dans la littérature, on distingue couramment deux genres de machines réluctantes selon le positionnement de la saillance :

- les machines à réluctance variable à double saillance (cf. figure 2.11(a)),
- les machines synchro-réreluctantes qui ont une saillance rotorique (cf. figure 2.11(b)), par contre le stator peut être sans saillances.

La première machine est composée d'un stator et d'un rotor comportant des saillances (MRVDS). Sur chaque dent du stator est enroulée une bobine reliée diamétralement avec une autre pour former une phase. Le rotor est formé seulement d'un matériau ferromagnétique. Les nombres de pôles au stator et au rotor sont différents et sont déterminés en fonction de l'application à traiter.

La deuxième machine est composée d'une seule saillance située au rotor. Les performances de ces machines dépendent directement du rapport de saillance qui doit être le plus élevé possible. Les machines à réluctance variable simple saillance (MRVS) sont similaires à celles de la figure 2.7(d) si on enlève les aimants. La tenue mécanique de ces machines impose l'ajout de ponts magnétiques [HAA03] au voisinage de l'entrefer. Le rapport de saillance de ce genre de machine est fixé en jouant sur les largeurs relatives des segments.

Il existe un autre type de rotor qui permet d'augmenter le rapport de saillance avec une lamination axiale (cf. figure 2.11(c)).

Le rotor est alors constitué d'un empilage de matériaux ferromagnétiques et amagnétiques. Le rotor se comporte alors comme un matériau homogène anisotrope.

Cette anisotropie du matériau du rotor assure la dissymétrie entre l'axe direct et l'axe en quadrature. Le rapport de saillance est fixé en jouant sur les épaisseurs relatives des tôles. Avec ce type de rotor un rapport de saillance avoisinant 20 en deux pôles et 10 en quatre pôles peut être atteint [MOG07].

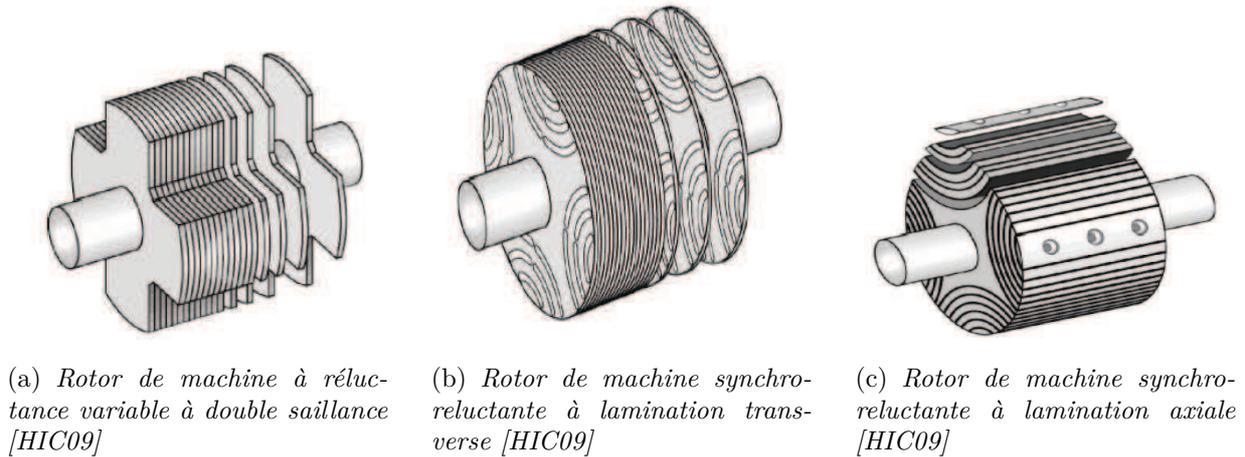


Figure 2.11 – Rotor de machine à réluctance variable

Ces machines possèdent un avantage indéniable en terme de coût car elles ne renferment pas d'aimants au rotor, ni au stator. De plus, elles sont robustes comparées à d'autres machines. Elles peuvent fonctionner à des plages de vitesse relativement élevées sans avoir de problème de démagnétisation des aimants. Les pertes Joule sont essentiellement localisées au stator ce qui facilite leur évacuation. Toutefois, elles possèdent des inconvénients de taille comme les ondulations de couples qui sont importantes pour les machine à double saillance et les machines synchro-réductantes [Ram06]. Le rendement de ces machines ainsi que leur facteur de puissance sont plus faibles par rapport aux machines à aimants permanents. Concernant les machines à double saillance, elles possèdent aussi un autre inconvénient lié aux vibrations et au bruit acoustique.

## 2.4 Bilan et choix d'une machine

Le Tableau 2.2 classe les types de machines définis précédemment. Les critères envisagés sont propres au fonctionnement du compresseur électrique qui nécessite notamment un couple massique important, un rendement élevé et une configuration fiable.

Comme le compresseur doit être intégré dans un véhicule électrique, cela inclut un fonctionnement avec un certain confort donc la nécessité d'avoir une machine la moins vibrante possible. Ce point nous permet d'écarter les machines à réluctance variable à double saillance. La température ou plutôt l'évacuation de la chaleur au stator et rotor n'est pas prise en compte car le passage du gaz réfrigérant se fera à travers le moteur. L'intégration du moteur dans le compresseur ainsi que les points de fonctionnement requis se traduisent par l'apparition de contraintes assez importantes. Ces contraintes nous permettent d'écarter les machines synchrones à flux axiales. En prenant en compte le coût de fabrication, la machine à flux transverse ne sera pas en adéquation car le coût de cette dernière est relativement élevé par rapport aux structures à flux radial. Les machines synchro-réductantes présentent l'inconvénient d'un rendement plus faible et d'un facteur de puissance moins bon comparés aux machines à aimants.

Type de Machine		Couple massique	Rendement	Coût	Bruit acoustique	Fiabilité
Machine à flux axial		+++	+++	-	++	-
Machine à flux transverse		+++	+	-	+	-
Machine à flux radiale	Machine à aimants enterrés	+++	+++	++	+++	+++
	Machine à aimant en surface	+++	+++	++	+++	+
	Machine à réluctance variable	+	+	+++	-	+++
	Machine synchro-réductante	+	++	+++	++	+++

Tableau 2.2 – Bilan sur les machines de l'étude bibliographique

Les machines à flux radial synchrones à aimants enterrés et aimants en surface possèdent un ratio couple/masse qui est assez bon avec un rendement élevé et ce sont des structures avec des coûts acceptables.

Concernant les vibrations, ces structures sont généralement peu ou pas vibrantes, par rapport à d'autres structures comme les machines à réluctance variable et elles peuvent avoir des ondulations de couple très faibles. Notre choix s'est donc orienté sur une machine à aimants permanents à flux radial. Il est nécessaire de préciser ici un point important.

Au début du projet Compacité, deux configurations de machine ont été étudiées en parallèle (une machine à aimants enterrés et l'autre à rotor externe). Afin d'éviter les doublons et pour proposer plusieurs structures candidates et aptes à satisfaire le cahier des charges, nous avons décidé de nous focaliser sur une machine à aimants déposés en surface. Une configuration triphasée à flux captés sinusoïdaux a été choisie afin de maximiser le rendement et pour faciliter la commande.

Pour fonctionner à haute vitesse avec une fréquence de fonctionnement acceptable, nous avons choisi un nombre de pôles et d'encoches réduits. Cependant à la vitesse spécifiée dans le cahier des charges, l'ajout d'une frette amagnétique sera nécessaire. Comme le moteur sera traversé par le gaz réfrigérant, les pertes au rotor (aimants+tôles) seront évacuées et le risque de démagnétisation sera réduit. Après cette étape sur le choix de la machine, nous allons discuter des matériaux à utiliser.

## 2.5 Matériaux pour les machines électriques

Les machines électriques utilisées pour la conversion électromagnétique sont principalement constituées d'acier, de cuivre et dans notre cas d'aimants permanents. Au travers de cette partie, nous allons présenter les principales caractéristiques des matériaux magnétiques et ferromagnétiques qui sont utilisés par la suite dans notre moteur.

### 2.5.1 Les aimants permanents

Ils sont généralement nommés matériaux magnétique durs. Ils sont fabriqués dans un matériau qui lorsqu'il est aimanté conserve une aimantation. Ces matériaux sont caractérisés par un champ rémanent et une excitation coercitive ( $H_c$ ) de grandes valeurs. Les aimants les plus courants sont les suivants :

- Alnico (ou Ticonal) : ils sont en voie de disparition des applications liées à la conversion d'énergie,
- Céramiques (ferrites) : ils sont fragiles et sensibles aux contraintes mécaniques. Ils ont un coût faible par rapport aux autres aimants et ont tendance à être de plus en plus employés,
- Aimants terres rares :

- Samarium Cobalt(SmCo) : Ils présentent une bonne stabilité à la température, champ coercitif ( $H_c$ ) important, courbe de désaimantation quasiment linéaire,
- Néodyme Fer Bore(NdFeB) : nous retrouvons les mêmes caractéristiques que les aimants au SmCo néanmoins ils sont moins sensibles au risque de cassure et ils ont une induction rémanente et un champ coercitif plus importants. Ces aimants ont par contre une mauvaise résistance à la corrosion.

Le Tableau 2.3 qui suit, présente les caractéristiques de chaque type d'aimants.

type	$BH_{\max}$ kJ/m <sup>3</sup>	$B_r$ à 25°C (T)	$H_{cJ}$ kA/m	$\Delta\beta\%/K$	$\Delta H\%/K$	$T_{\max \text{ op}}$
NdFeB	220-255	1,2 à 1,5	900 à 2000	-0,1	- 0,4 à - 0,6	140° à 210°
SmCo <sub>5</sub>	180	1	2000	-0,04	-0,25	250°
Sm <sub>2</sub> Co <sub>17</sub>	195-225	1,05	2000	- 0,03		350°
Alnico	36	1,1 à 1,3	130	-0,02	+0,01	500°
Ferrites strontium	25.5	0,3 à 0,4	250	-0,2	+0,4	250°
Ferrites barium	12	0,2 à 0,4	170	-0,2		

Tableau 2.3 – Caractéristiques d'aimants permanents

Le coefficient  $\Delta H$  représente la chute du champ coercitif en fonction de la température. La chute de l'induction rémanente  $B_r$  est représentée par le coefficient  $\Delta B$ . Lorsqu'un aimant se voit confronté sans cesse à une température élevée bien avant la température de Curie, des pertes partielles d'aimantation non réversibles peuvent apparaître. La température limite d'utilisation est comprise entre 80°C et 350°C. Les limites d'utilisation en basses températures se trouvent entre -60°C pour les ferrites, -269.15°C pour les Alnico et le Samarium Cobalt et -196.1°C pour les aimants NdFeB. Les aimants choisis pour notre application sont du type NdFeB. Grâce à leur induction rémanente élevée, ils permettront d'aboutir à une machine compacte avec un bon rendement. Le Tableau 2.4 présente les principales caractéristiques de l'aimant NdFeB.

### 2.5.2 Les matériaux ferromagnétiques

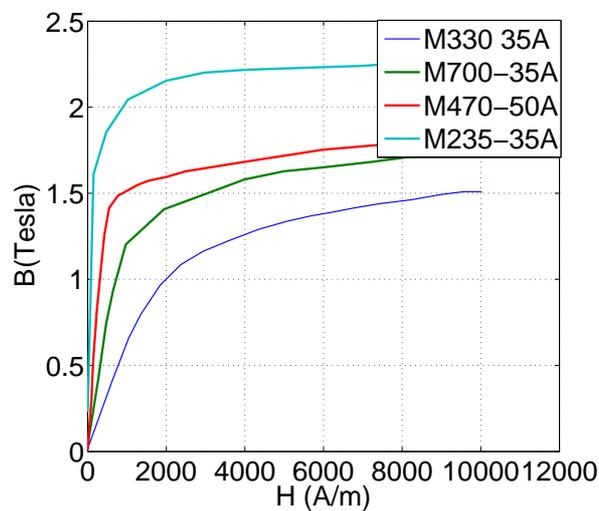
Pour les applications de l'électrotechnique, il existe plusieurs types de tôles [LEG09]. Les plus utilisées sont celles en acier allié à du silicium (1 à 5%). Ce dernier composant permet de limiter les pertes par courants de Foucault.

On distingue les tôles à grains non orientés qui sont utilisées pour les applications de faibles puissances. Les tôles à grains orientés (issues de plusieurs procédés mécaniques) permettent d'avoir des propriétés magnétiques optimales (perméabilité et induction importantes).

$B_r$ (Induction rémanente)	1.25 Tesla
$H_c$ (Champ coercitif)	915 kA/m
$H_{ci}$ (Champ coercitif intrinsèque)	1114 kA/m
$(BH)_{\max}$ énergie produite	406 kJ/m <sup>3</sup>
$\mu_r$ perméabilité relative	1.07
$\Delta T=100^\circ\text{C}$ dégradation de $B_r$	-0.11 %/°C
$\Delta T=100^\circ\text{C}$ dégradation du champ coercitif	-0.7 %/°C
Température maximale de fonctionnement	310°C

Tableau 2.4 – Caractéristiques d'un aimant NdFeB (N38H)

Pour satisfaire le cahier des charges en termes de couple et d'encombrement, sachant que les courants mis en jeu seront importants, il est préférable que la tôle ne sature pas trop magnétiquement. La caractéristique  $B(H)$  de la tôle doit être élevée pour atteindre une induction suffisante dans l'entrefer (le critère coût de la tôle a également été demandé par Valeo). C'est pourquoi nous avons opté en concertation avec l'entreprise Phénix-i pour un acier de type M330-35A. Cet acier possède de bonnes qualités magnétiques. L'épaisseur des tôles a été fixée à 0.35 mm. La courbe  $B(H)$  de cet acier est montrée dans la figure 2.12

Figure 2.12 – Caractéristique  $B(H)$  des tôles en acier au silicium

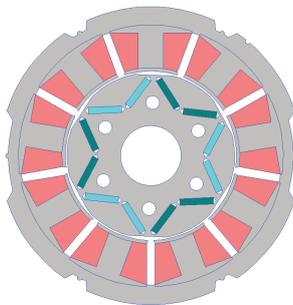
## 2.6 Machines électriques pour le projet Compacité

Comme cité précédemment, deux autres machines synchrones ont été dimensionnées dans le cadre de ce projet. La première est une machine à aimants enterrés et la seconde est à aimants

disposés en surface et à rotor externe. Une présentation de ces deux structures est effectuée dans ce qui suit. Les couples à vide et en charge sont calculés. Il en est de même pour les flux et les forces électromotrices (fem).

### 2.6.1 Machine Aichi

L'entreprise Aichi conçoit et fabrique des moteurs destinés notamment pour l'avionique. Valeo a fait appel avant le projet Compacité à ce constructeur pour qu'il lui propose un moteur pour le compresseur. Dans ce qui suit, une machine à aimants enterrés du concepteur Aichi est présentée. Les calculs serviront de bases de comparaisons pour la structure qui sera dimensionnée ultérieurement. Une vue en 2D de la machine est donnée dans la figure 2.13(a).



(a) *Machine synchrone Aichi à aimants enterrés*

Diamètre externe du stator	90 mm
Diamètre externe du rotor	48 mm
Hauteur aimants	2 mm
Hauteur dents	10.83 mm
Surface d'une demi-encoche	43.7 mm <sup>2</sup>
Profondeur de la machine	58 mm
Masse acier	1.8 Kg
Masse aimants	0.1 Kg
Masse cuivre (sans les têtes)	0.4 Kg
Aimant	NdFeB 1.2 T
Section conducteur \ facteur de remplissage	0.38 mm <sup>2</sup> /0.6

(b) *Dimensions de la machine Aichi*

Figure 2.13 – Machine Aichi

C'est une machine triphasée qui est constituée de 9 dents au stator avec 3 paires de pôles au rotor. A chaque extrémité d'aimant, il existe une zone d'air pour éviter les courts circuits magnétiques. Le stator dispose d'un bobinage sur dent avec 69 spires par bobine (connexion en parallèle par phase). Le courant efficace nominal par phase est égal à 17.4 Arms. L'induction dans la machine ainsi que la caractéristique  $B(H)$  du matériau utilisé sont données dans la figure 2.14. A partir de calculs issus du logiciel FEMM 2D [FEMM], les flux captés, les forces électromotrices et les couples électromagnétiques à vide et en charge ont été calculés.

Dans ce logiciel, le couple est calculé en utilisant le tenseur de Maxwell. La figure 2.15(a) montre la courbe du couple de détente, on remarque que son amplitude crête à crête est relativement élevée. Les figures 2.15(b), 2.15(c) montrent les courbes du flux capté à vide et la force électromotrice (fem) à 6000 tr/min.

En observant cette dernière figure nous remarquons que la fem n'est pas sinusoïdale.

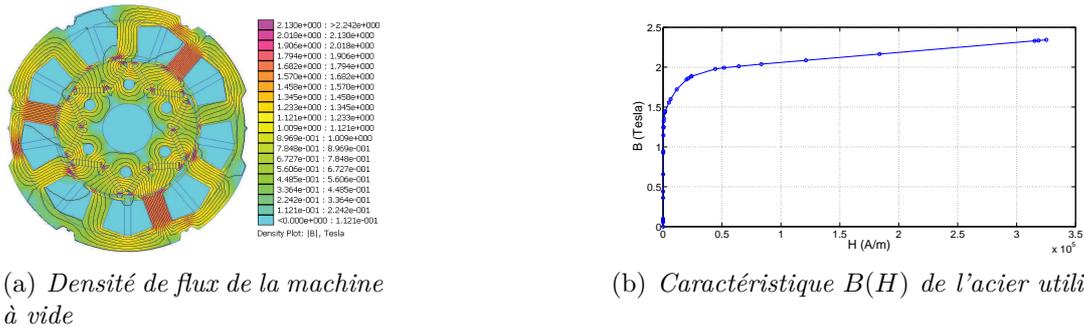


Figure 2.14 – Caractéristiques magnétique et ferromagnétique de la machine Aichi

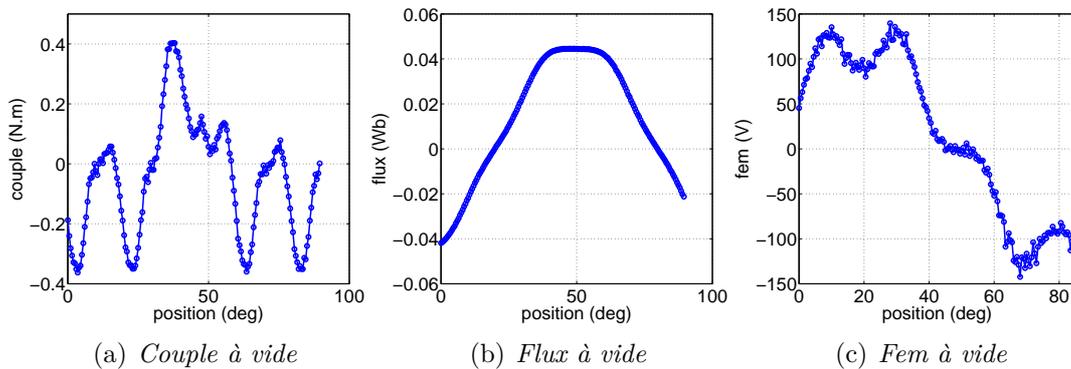


Figure 2.15 – Caractéristiques à vide de la machine Aichi à 6000 tr/min

Les calculs en charge sont montrés dans la figure 2.16.

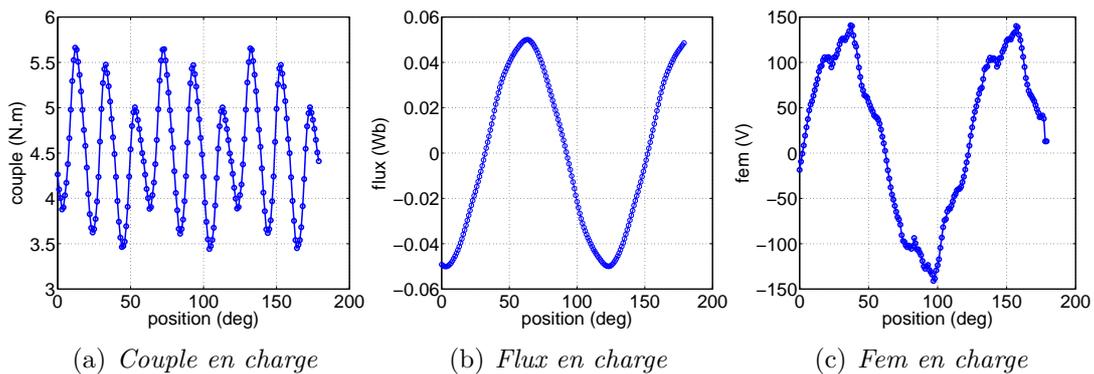
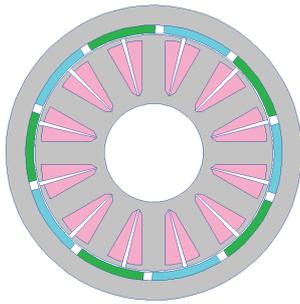


Figure 2.16 – Caractéristiques en charge de la machine Aichi à 6000 tr/min

En observant la figure 2.16(a) on remarque que les ondulations de couple en charge dépassent largement les 3% spécifiés par le cahier des charges. Les figures 2.16(b) et 2.16(c) montrent respectivement le flux et la fem en charge. Il est à noter que la courbe de la fem est moins riche en harmonique.

### 2.6.2 Machine Phénix-i

L'entreprise Phénix-i, destinée dans ce projet à fournir les prototypes moteurs et une solution industrielle, a proposé une machine à rotor externe. Les dimensions de la machine ainsi que la caractéristique  $B(H)$  du matériau sont données dans les figures 2.17 et 2.18 respectivement. La machine est montrée dans la figure 2.17.

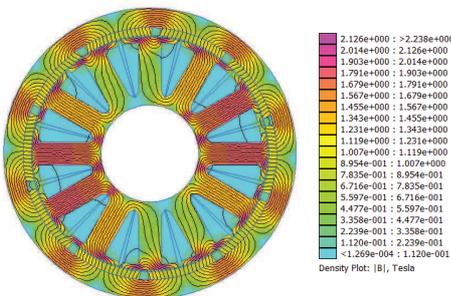


(a) Machine synchrone Phénix-i à aimants en surface et à rotor externe

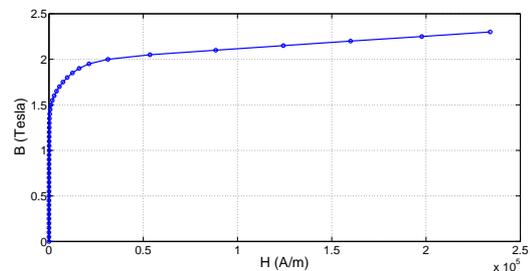
Diamètre externe du stator	65.2 mm
Diamètre externe du rotor	90 mm
Hauteur aimant	3 mm
Hauteur dents	18.12 mm
Surface d'une demi-encoche	60mm <sup>2</sup>
Profondeur de la machine	30 mm
Masse acier	852 g
Masse aimants	0.141 Kg
Masse cuivre (sans les têtes)	0.243 Kg
Aimant	NdFeB 1.2 T
Section conducteur \ facteur de remplissage	24 mm <sup>2</sup> /0.4

(b) Dimensions de la machine Phénix-i

Figure 2.17 – Machine Phénix-i



(a) Induction de la machine à vide



(b) Caractéristique  $B(H)$  de l'acier utilisé

Figure 2.18 – Induction à vide et caractéristique ferromagnétique de la machine Phénix-i

C'est une machine qui se compose de 12 dents et 10 aimants au rotor. Un bobinage sur dent (concentré) est aussi utilisé dans cette machine avec 33 spires par dent et 4 bobines en série sur une phase. Comme précédemment, les courbes de couple, du flux capté et de la fem dans le cas à vide et en charge sont montrées dans les figures 2.19 et 2.20 respectivement.

La figure 2.19(a) montre que le couple à vide est assez élevé (0.8 N.m crête à crête). Cela pourrait rendre le pilotage difficile à très basse vitesse. Nous pouvons noter que le contenu harmonique des fem à vide est faible.

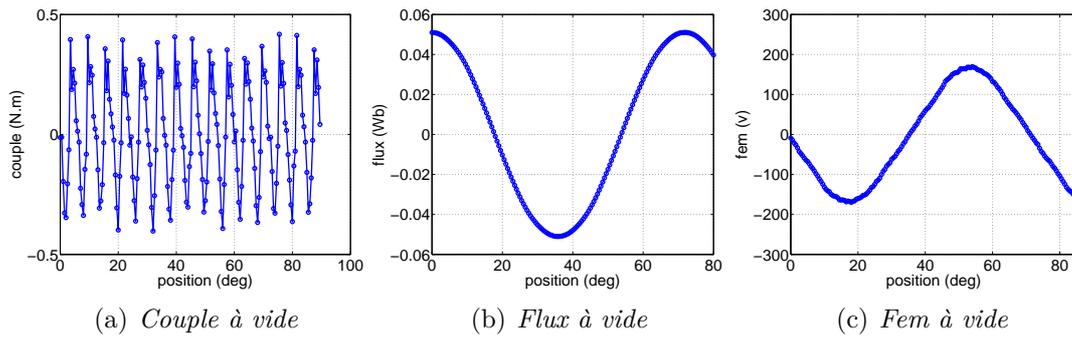


Figure 2.19 – Caractéristiques de la machine à vide à 6000 tr/min

La figure 2.20 montre la courbe de couple, du flux et de la fem en charge.

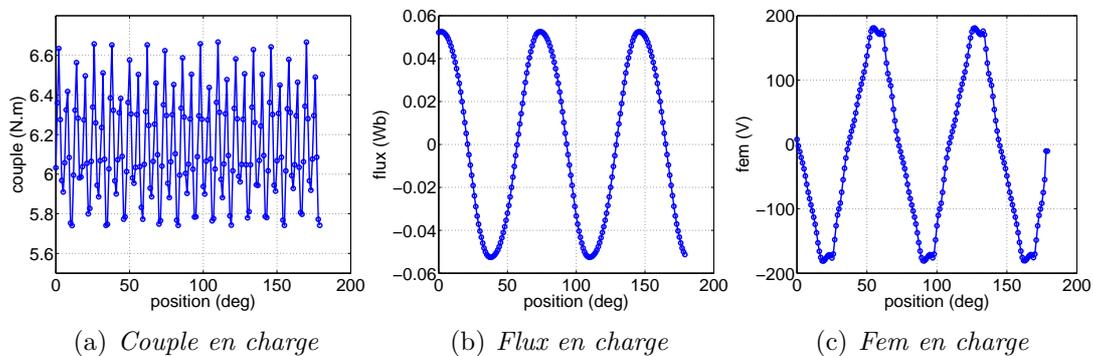


Figure 2.20 – Caractéristiques de la machine en charge à 6000 tr/min

On remarque que le couple en charge montre une ondulation de couple supérieure à 3% du couple moyen. On remarque aussi que la fem en charge est un peu plus déformée.

Cette machine présente un intérêt en termes innovatifs car peu de compresseurs sont actionnés par ce type de machine. Cependant des problèmes se posent concernant le montage mécanique dans le corps du compresseur. De plus, le rotor n'étant pas protégé, il pourrait subir des déformations ou les aimants pourraient se décoller voir se casser.

## 2.7 Machine LGEP

### 2.7.1 Introduction

La machine LGEP est présentée dans cette sous-section. Comme cité précédemment, afin d'offrir des structures différentes à Valeo, nous avons choisi de travailler sur une machine à aimants en surface et à rotor interne pour être complémentaire face aux deux structures précédentes. Cette machine comporte 6 dents au stator et 8 aimants au rotor. Un bobinage concentré est utilisé. La structure non dimensionnée est montrée dans la figure 2.21(a), elle est issue de précédents travaux [KRE07].

Nous avons choisi cette topologie car elle présente des flux quasi-sinusoidaux et un couple de crantage réduit. Comme c'est une structure à pôle fractionnaires, elle est donc susceptible d'avoir un ratio puissance/masse intéressant. L'induction à vide est donnée sur la figure 2.21(b). Nous pouvons noter que le module de l'induction à vide est relativement faible.

Nous allons lui consacrer des travaux plus détaillés concernant d'abord son dimensionnement du point de vue magnétique et puis une étude multiphysique sera menée. Enfin, une validation expérimentale sera faite du point de vue magnétique (couple de détente, flux et fem).

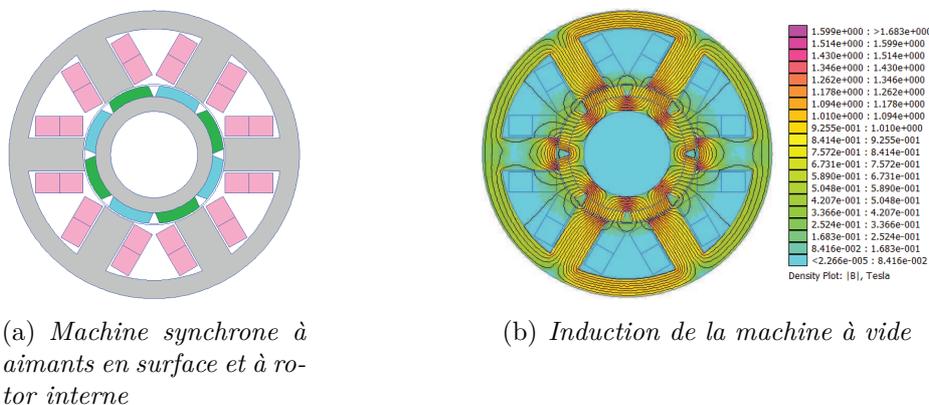


Figure 2.21 – Machine LGEP

Dans ce qui suit, nous allons nous intéresser au dimensionnement de cette machine. Afin d'aboutir dans un premier temps, et de manière rapide, à un prédimensionnement, nous allons d'abord utiliser un réseau de réluctances. Cette modélisation semi-numérique offre un compromis entre précision et temps de calcul.

Ce prédimensionnement est ensuite comparé à un modèle basé sur la méthode des éléments finis en 2D.



$\lambda_d$  est le pas dentaire ( $60^\circ$ ),  $R_r$  est le rayon rotorique sans les aimants,  $R_{ar}$  est le rayon d'arbre de la machine,  $p$  est la profondeur de la machine et  $\mu$  est la perméabilité magnétique de la culasse rotorique.

La réductance modélisant la culasse statorique s'exprime par :

$$r_s = \frac{\lambda_d}{\mu p l n \frac{R_{c2}}{R_{c1}}} \quad (2.2)$$

$R_{c2}$  est le rayon extérieur,  $R_{c1}$  est le rayon du fond d'encoche (égale à  $H_d + \frac{e}{2} + R_{\text{alésage}}$ , dans notre cas  $R_{\text{alésage}}$  est le rayon du milieu d'entrefer),  $p$  est la profondeur de la machine et  $\mu$  est la perméabilité de la culasse.

La réductance modélisant une dent s'exprime par :

$$r_d = \frac{H_d}{L_d \mu p} \quad (2.3)$$

avec  $H_d$  est la hauteur d'une dent,  $L_d$  est la largeur de la dent.

Dans ce modèle, l'entrefer mécanique et les aimants sont représentés par une seule réductance. Le coefficient de Carter  $k_c$  est utilisé [KRE07] et son expression est donnée par :

$$k_c = \frac{\alpha_3 + \lambda_d}{(\alpha_3 + \lambda_d) - \alpha_3 \alpha} \quad (2.4)$$

avec  $\lambda_d$  l'ouverture dentaire et  $\alpha$  est donné comme suit :

$$\alpha = \frac{2}{\pi} \arctan\left(\frac{\alpha_3}{2g_t}\right) - \frac{2g_t}{\pi \alpha_3} \times \ln\left(1 + \left(\frac{\alpha_3}{2g_t}\right)^2\right) \quad (2.5)$$

La grandeur  $g_t$  est égale à la somme de  $e + e_a$ .

La réductance d'entrefer  $r_e$  s'écrit :

$$r_e = k_c \frac{e + \frac{e_a}{\mu_a}}{\mu_0 p (L_d + (R_{\text{alésage}} + \frac{e}{2}) \alpha_s)} \quad (2.6)$$

$e_a$  est l'épaisseur d'aimant,  $e$  est l'épaisseur d'entrefer,  $\mu_0$  la perméabilité de l'air et  $\mu_a$  la perméabilité d'un aimant,  $\alpha_s$  est l'ouverture d'encoche. Les réductances de fuite entre les dents sont difficiles à modéliser car elles varient en fonction de la position du rotor. Pour exemple, nous montrons sur la figure 2.23, les fuites sur  $10^\circ$  mécanique ( $\theta=1^\circ$  à  $10^\circ$ ) à vide.

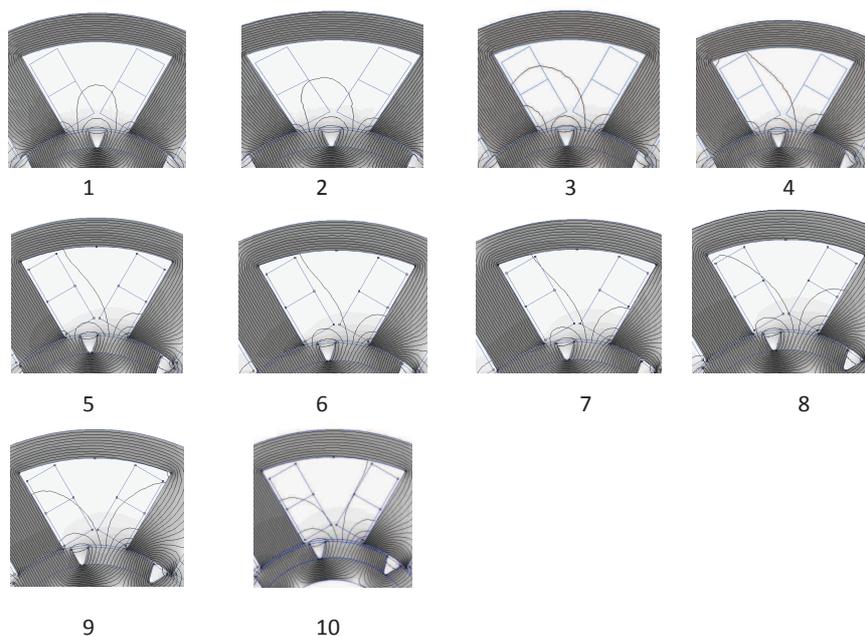


Figure 2.23 – Répartition des fuites à différents instants et de positions mécaniques

Pour tenir compte de cette variation, dans [POL02],[POL03] un coefficient 2 empirique est ajouté à l'expression de la réductance de fuite. L'expression de la réductance modélisant ces fuites est donnée par :

$$r_f = \frac{2\alpha_3}{\mu_0 p l n \frac{r_{\text{alésage}} + \frac{e}{2}}{r_{\text{alésage}} + \frac{e}{2} + H_d}} \quad (2.7)$$

où  $\alpha_3$  est l'angle fixé par l'arc au milieu de l'encoche

Les grandeurs  $f_{ba}$ ,  $f_{bb}$  et  $f_{bc}$  représentent les forces magnétomotrices dues aux bobines et les grandeurs  $f_{aa}$ ,  $f_{ab}$  et  $f_{ac}$  représentent les forces magnétomotrices dues aux aimants. Ce modèle peut être considéré comme "vu du stator".

Lorsqu'un aimant est en face d'une dent, la force magnétomotrice "vue" par cette dent est maximale alors que les forces magnétomotrices "vues" par les autres dents sont de polarité inverse et valent la moitié de cette valeur maximale. Si on considère que les flux captés sont sinusoidaux et équilibrés, alors les forces magnétomotrices "vues" par les dents doivent être sinusoidales. La prise en compte du mouvement du rotor est donc effectuée via les variations de ces forces magnétomotrices. Le principal inconvénient de modèle est que le couple n'est pas pris en compte.

Les expressions des forces magnétomotrices dues aux aimants sont données comme suit :

$$f_{aa} = F_M \cos\left(\frac{\theta\pi}{\alpha_a}\right) \quad (2.8)$$

$$f_{ab} = F_M \cos\left(\frac{\theta\pi}{\alpha_a} + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.9)$$

$$f_{ac} = F_M \cos\left(\frac{\theta\pi}{\alpha_a} - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.10)$$

Avec  $\theta$  qui représente la position du rotor,  $\alpha_e + \lambda_a$  est le pas polaire. Quand un aimant est en face d'une dent, nous avons  $f_{aa}$  qui est maximale, si deux aimants sont en face de la dent nous avons  $f_{aa}$  qui est nulle.  $F_m$  est obtenue à partir de l'intersection de la courbe  $B_{entrefer} = f(H_{entrefer})$  et la courbe de désaimantation  $B_{aimant} = \mu_0\mu_a H_{aimant} + B_r$  de l'aimant. La résolution des lois de Kirchhoff aboutit au système matriciel suivant :

$$\begin{bmatrix} \phi_1 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \phi_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{11} & \dots & y_{1n} \\ \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot \\ y_{n1} & \dots & y_{nn} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} v_1 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ v_n \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

$y_{ii}$  est la somme de toutes les perméances des branches connectées au nœud  $i$  et  $y_{ij}$  est la perméance entre les nœuds  $i$  et  $j$  quand elle existe. Le couple est calculé à partir de la variation de la co-énergie magnétique dans toutes les réluctances autour d'une position donnée  $\theta_0$ .

A une position donnée dite position initiale on déplace le rotor d'un angle  $\theta$  puis d'un autre angle  $-\theta$  et on calcule pour chaque cas les coénergies sur les deux positions. A partir du principe des travaux virtuels, le couple suivant  $\theta_0$  est calculé.

### 2.7.2.2 Stratégie de prédimensionnement

Dans cette étude, les diamètres intérieur et extérieur sont fixés à 18 mm et 97 mm. Les ouvertures polaires et dentaires le sont également. Le rapport entre ces deux ouvertures a été

choisi de manière à obtenir un couple de crantage minimum :  $\alpha_d = 0.45 \times \lambda_d$  et  $\alpha_a = 0.8 \times \lambda_a$  où  $\lambda_d$  et  $\lambda_a$  représentent l'ouverture dentaire et l'ouverture polaire [KRE07]. L'entrefer et l'épaisseur de la culasse statorique sont fixes (0.65 mm, 6 mm), en conséquence deux paramètres sont réglables : le rayon d'alésage et l'épaisseur d'aimant. Nous avons considéré que le rayon d'alésage pouvait varier sur une plage comprise entre 16 mm et 37 mm. La plage de variation d'un aimant est comprise entre 2.5 mm (pour éviter les risques de cassure) et 4 mm (pour une question de coût). La stratégie adoptée pour le choix des dimensions qui devront satisfaire le cahier des charges est donnée par la figure 2.24.

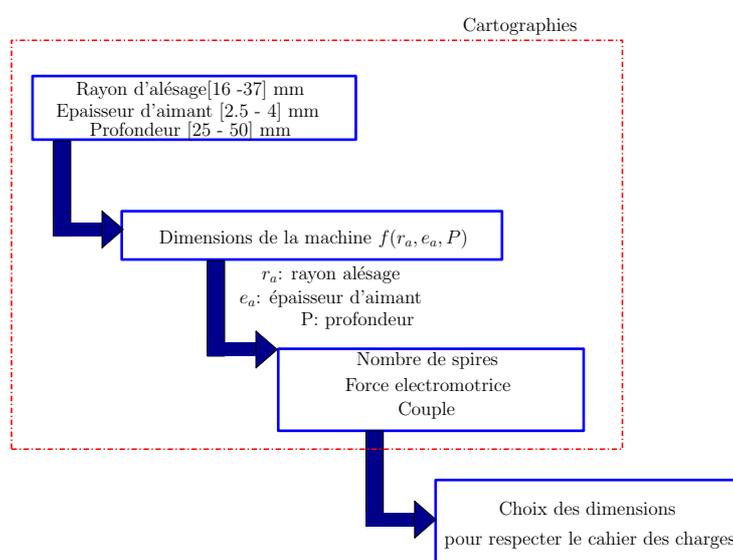


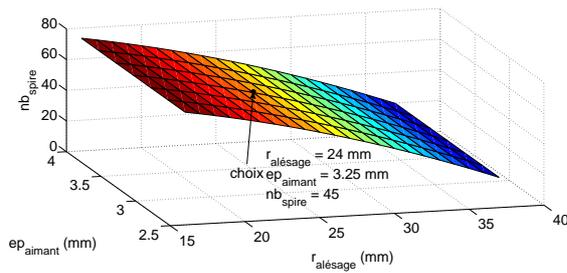
Figure 2.24 – Diagramme de la stratégie de dimensionnement

Pour un couple de dimensions données (rayon d'alésage et d'épaisseur d'aimant), une machine est obtenue géométriquement. Pour cette machine, le nombre de spires est calculé en fonction du facteur de remplissage qui est fixé à 0.4. Nous montrons les cartographies du nombre de spires, du couple et de la force électromotrice (fem) en fonction de l'épaisseur d'aimant et le rayon d'alésage, pour une vitesse de 6000 tr/min et 10000 tr/min dans les figures 2.25 et 2.26.

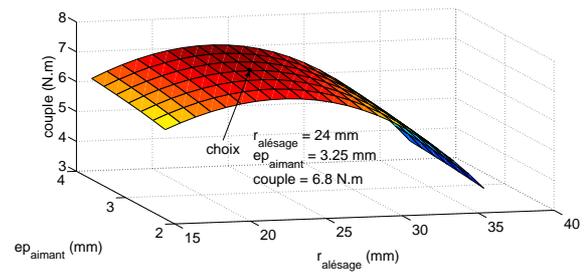
Après étude des graphiques (cf. figure 2.25 et 2.26), les dimensions respectant le cahier des charges sont déterminées pour un fonctionnement à 6000 tr/min à courant maximum.

Nous remarquons que le couple électromagnétique en charge ainsi que la tension en charge (127 V) phase-neutre (correspondant à 219 V entre phase) respecte bien le cahier des charges pour le point de fonctionnement à 6000 tr/min pour 45 spires par bobine (2 bobines en série par phase)(cf. figure 2.25). Idem, pour le point de fonctionnement à 10000 tr/min où on obtient un couple électromagnétique en charge égal à 5.6 N.m pour une tension de 202 V phase neutre

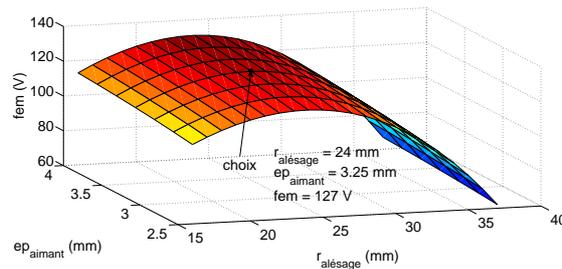
## 2. Conception et dimensionnement d'une machine synchrone à aimants permanents



(a) Nombre de spires en fonction du rayon d'alésage et de l'épaisseur d'aimant



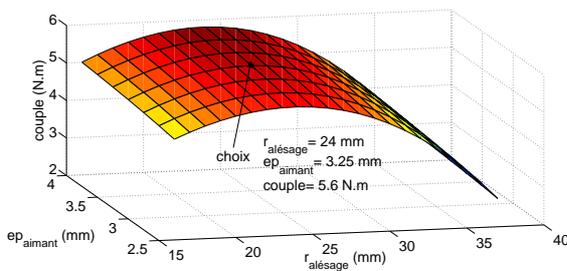
(b) Couple en fonction du rayon d'alésage et de l'épaisseur d'aimant



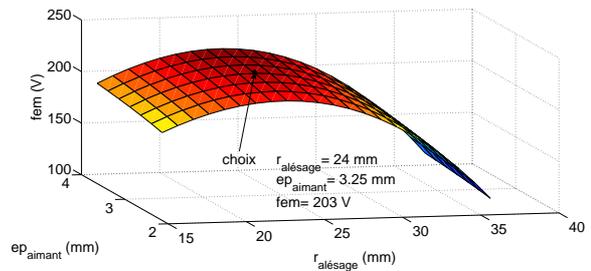
(c) Force électromotrice maximale phase-neutre en fonction du rayon d'alésage et de l'épaisseur d'aimant

Figure 2.25 – Point optimal pour un fonctionnement à 6000 tr/min

(351 V entre phase) (cf. figure 2.26).



(a) Couple en fonction du rayon d'alésage et de l'épaisseur d'aimant



(b) Force électromotrice maximale phase-neutre en fonction du rayon d'alésage et de l'épaisseur d'aimant

Figure 2.26 – Point optimal pour un fonctionnement à 10000 tr/min

Par le biais des calculs, nous avons trouvé qu'en imposant un courant maximal à une vitesse de 10000 tr/min la tension imposée par le cahier des charges ne peut être respectée par contre le couple obtenu était supérieur à celui requis. Pour respecter la tension imposée par le cahier des charges (355 V max entre phase) un courant de 13.5 Arms est imposé au point de fonctionnement le plus contraignant (10000 tr/min). La figure 2.26 a donc été obtenue avec ce courant.

Dans ce modèle, comme la caractéristique  $B(H)$  du matériau n'est pas prise en compte, Nous avons fait le choix d'avoir des couples plus importants que ceux demandés par le cahier des charges.

Dans ce qui suit, nous montrons un tableau qui comporte les principales dimensions de la machine obtenue.

Rayon d'alésage	24 mm
Epaisseur d'aimant	3.25 mm
Rayon rotorique sans les aimants	20.6 mm
Hauteur des dent	18 mm
Longueur utile ou profondeur de la machine	41 mm
Diamètre externe	97 mm

Tableau 2.5 – Dimensions principales de la machine LGEP avec modèle analytique

Afin de valider ce prédimensionnement, nous allons utiliser la méthode des éléments finis dans la partie qui suit.

### 2.7.3 Modèle élément finis 2D

La résolution tridimensionnelle dans les systèmes à géométrie complexe dont la circulation des champs suit les trois directions de l'espace s'avère parfois incontournable. Néanmoins le coût de calcul reste encore important.

En exploitant la disposition des matériaux du système qui représente correctement les phénomènes magnétiques (circulations de champ), on peut se ramener à une résolution 2D qui présente un coût de calcul réduit. Dans le cas des machines à flux radial, la disposition des conducteurs dans le sens longitudinal et l'orientation des tôles permet de supposer que le champ magnétique dans le sens longitudinal est pratiquement invariant.

Dans ce cas, une modélisation 2D permettra d'obtenir une solution au problème assez proche de la réalité. Nous allons valider le prédimensionnement en utilisant le logiciel FEMM 2D.

#### 2.7.3.1 Vérification du modèle semi-numérique

Comme pour le modèle précédent, nous avons paramétré la géométrie de la machine en fonction du rayon d'alésage et de l'épaisseur d'aimant. L'épaisseur de la culasse statorique est fixée à 6 mm et le diamètre d'arbre à 18 mm.

Deux exemples de variation géométrique sont données dans la figure 2.27. L'épaisseur des aimants est fixée à 2.75 mm et le rayon d'alésage prend les valeurs de 16 mm et 37 mm.

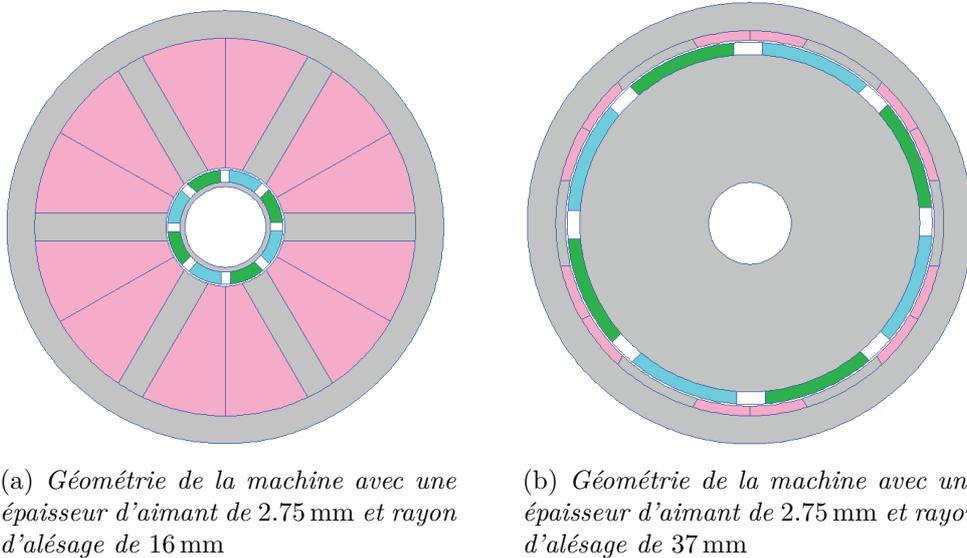
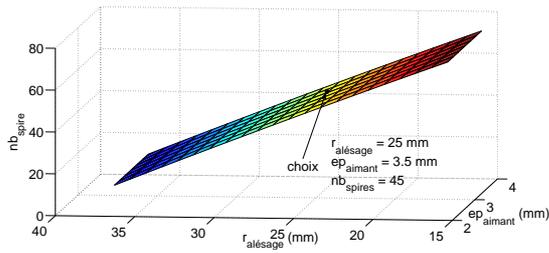


Figure 2.27 – Exemples de géométries automatiquement générées

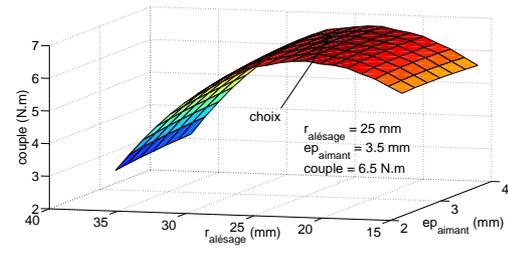
Dans un premier temps l'acier est supposé avoir une caractéristique  $B(H)$  linéaire pour être dans les mêmes conditions de calcul que le modèle semi-numérique. Les grandeurs calculées sont le couple, la fem maximale pour une phase, le nombre de spires et les différentes masses. Une étude paramétrique a de nouveau été menée pour les deux points de fonctionnement demandés par le cahier des charges (6 N.m à 6000 tr/min et 5 N.m à 10000 tr/min). Les résultats à 6000 tr/min sont donnés dans la figure 2.28. L'écart global entre le modèle numérique et semi-numérique est d'environ 5%, ce qui valide le modèle semi-analytique avec les dimensions choisies dans la partie précédente.

En tenant compte de cet écart, les nouvelles dimensions du rayon d'alésage et de l'épaisseur d'aimant sont égales respectivement à 25 mm et 3.5 mm.

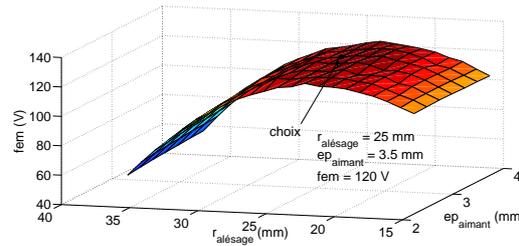
Sur la figure 2.29, les masses des différents constituants de la machine sont représentées en fonction du rayon d'alésage et de l'épaisseur d'aimant. Pour les dimensions choisies, nous avons une masse d'acier de 1.3 kg, de cuivre égale à 0.3 kg et d'aimant égale à 0.1 kg. La masse totale est de 1.7 kg ce qui respecte la masse totale imposée par le cahier des charges. A 10000 tr/min les résultats issus de l'étude paramétrique sont donnés sur la figure 2.30 un écart global de 5% avec le modèle semi-numérique est de nouveau constaté. La fem en charge respecte la valeur fixée par le cahier des charges.



(a) Nombre de spires en fonction du rayon d'alésage et de l'épaisseur d'aimant

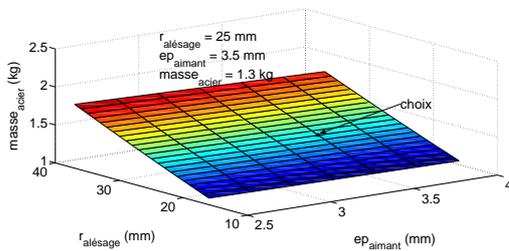


(b) Couple en fonction du rayon d'alésage et de l'épaisseur d'aimant

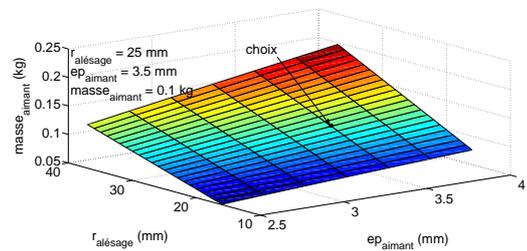


(c) Force électromotrice (fem) maximale phase neutre en fonction du rayon d'alésage et de l'épaisseur d'aimant

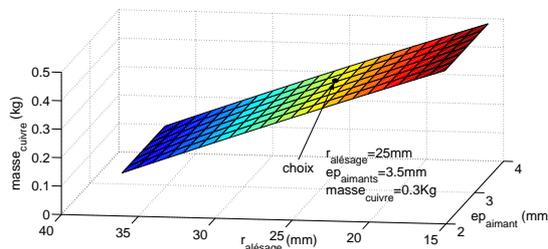
Figure 2.28 – Choix du point optimal sur base d'un modèle numérique pour un fonctionnement à 6000 tr/min



(a) Masse d'acier (rotor + stator + arbre) en fonction du rayon d'alésage et de l'épaisseur d'aimant



(b) Masse des aimants en fonction du rayon d'alésage et de l'épaisseur d'aimant



(c) Masse de cuivre en fonction du rayon d'alésage et de l'épaisseur d'aimant

Figure 2.29 – Masses des différents matériaux composant la machine

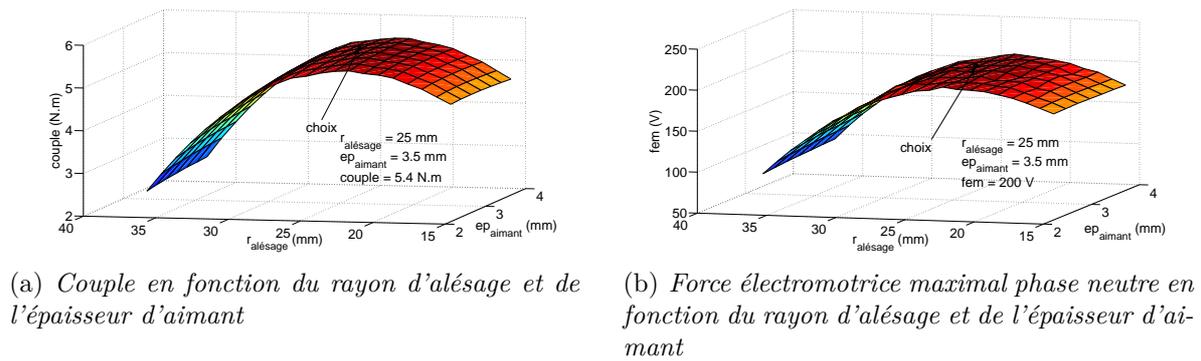


Figure 2.30 – Choix du point optimal en utilisant un modèle numérique pour un fonctionnement à 10000 tr/min

### 2.7.3.2 Modélisation de la machine LGEP avec les dimensions finales

Des modifications ont été apportées à la précédente machine en concertation avec les entreprises Phénix-i et Valeo. D'abord une frette de kevlar d'épaisseur égale à 0.15 mm a été ajoutée pour garantir le maintien des aimants. La forme des fonds d'encoches a été modifiée pour un meilleur positionnement des bobines. L'acier choisi pour les tôles est du type M330-35A. L'épaisseur des tôles est de 0.35 mm avec un facteur de lamination égale à 0.95. La machine obtenue après le dimensionnement avec et sans modifications apportées sont données dans la figure 2.31. Les dimensions de la machine sont données sur le Tableau 2.6.

Rayon d'alésage	25 mm
Epaisseur d'aimant	3.5 mm
Rayon rotorique sans les aimants	22.2 mm
Hauteur des dents	17 mm
Longueur utile ou profondeur de la machine	41 mm
Diamètre externe	97 mm

Tableau 2.6 – Les principales dimensions de la machine LGEP

Comme pour les machines Aichi et Phénix-i, nous allons caractériser notre machine à vide et en charge. La figure 2.32 donne d'abord les résultats à vide. Les figures 2.32(a) et 2.32(c) montrent respectivement les flux captés et les fem. La figure 2.32(e) montre que la valeur crête à crête du couple à vide est égale à 0.12 N.m. Cette valeur est en dessous de celle spécifiée dans le cahier des charges. La fréquence des ondulations de couple ainsi que leurs amplitudes devraient aussi faciliter le contrôle de la machine à basse vitesse.

Les décompositions en série de Fourier de ces signaux (cf. figures 2.32(b) et 2.32(d)) montrent

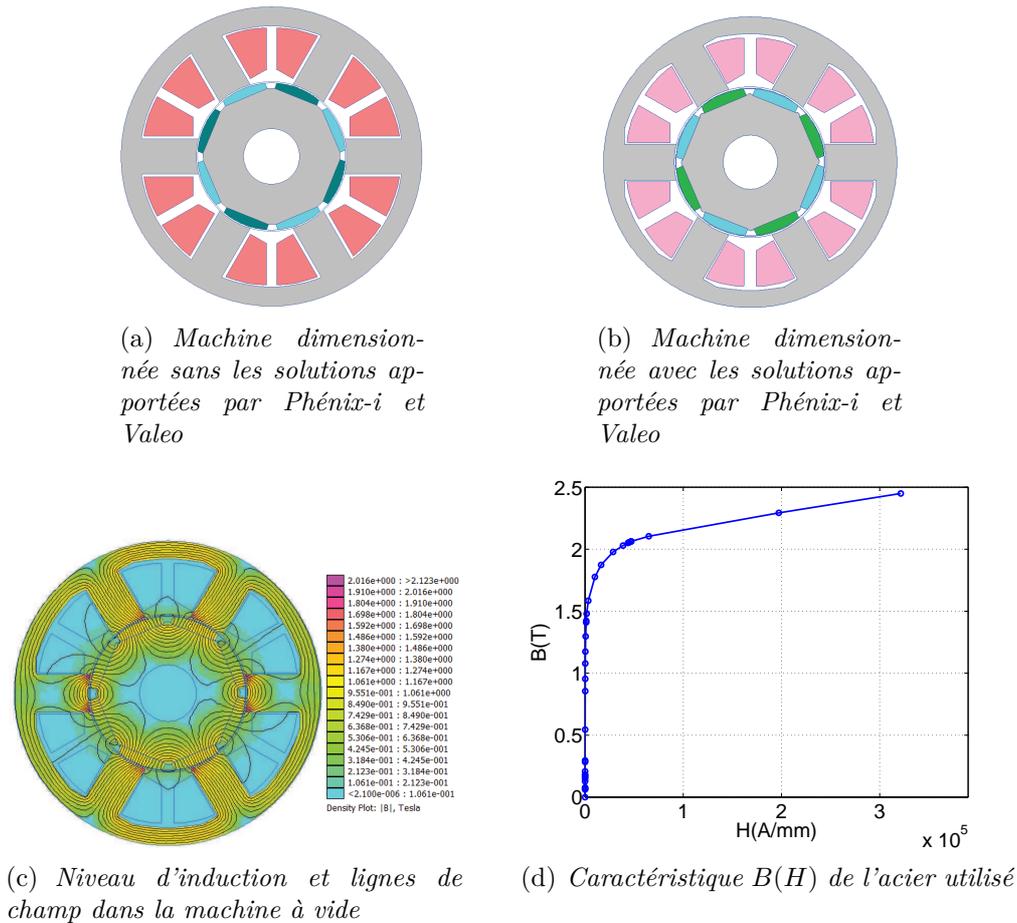


Figure 2.31 – Machine LGEP dimensionnée à l'aide des éléments finis

que ces deux grandeurs sont presque sinusoïdales. Cet effet est dû aux dents droites et au rapport des ouvertures polaires et dentaires. Les résultats en charge sont donnés dans la figure 2.33.

Sur la figure 2.33 les calculs ont été effectués pour une vitesse de 6000 tr/min. Le couple souhaité à ce point est bien atteint (couple moyen de 6.17 N.m pour un courant efficace de 16 Arms) et la fem en charge (143 V en valeur maximale) ne dépasse pas la valeur souhaitée.

Pour le second point de fonctionnement (5 N.m, 10000 tr/min), les ondulations de couple ont légèrement augmenté (0.18 N.m), (cf. figure 2.34(a)). Le calcul de la fem en charge (cf. figure 2.34(b)) montre que la valeur maximale atteinte est de 204 V phase neutre, c'est à dire à la limite fixée par le cahier des charges. Un fonctionnement en défluxage pourra être employé si la tension du bus DC venait à baisser.

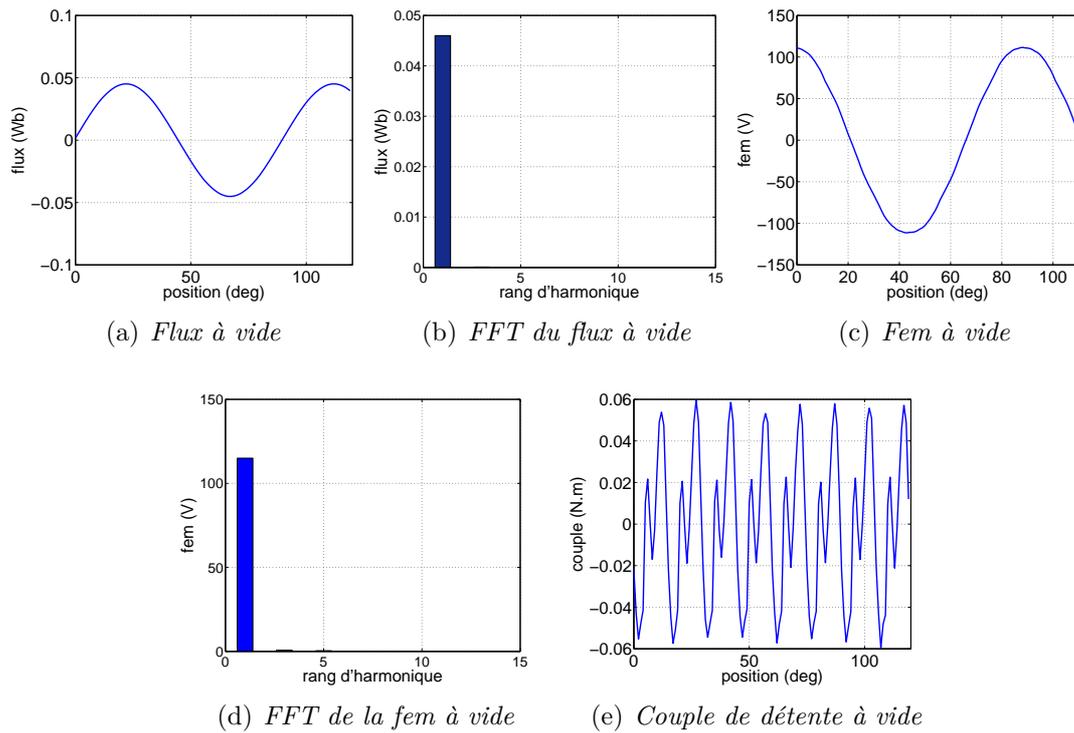


Figure 2.32 – Caractéristiques de la machine finale LGEP à vide

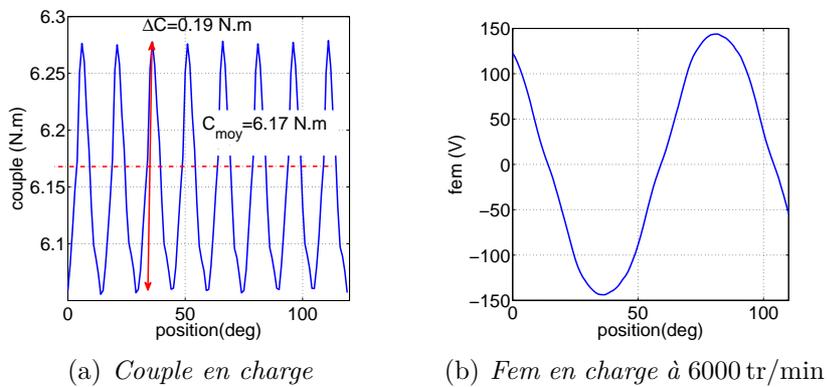


Figure 2.33 – Caractéristiques de la machine en charge à 6000 tr/min

### 2.7.3.3 Calcul du rendement

Après cette étape de dimensionnement, dans ce qui suit, nous allons présenter un modèle de calculs de pertes fer et donner le calcul des pertes Joule. Une courbe de rendement sera présentée par la suite sur les différents points de fonctionnement avec une valeur de courant de phase fixée à 16 Arms.

#### – Les Pertes fer

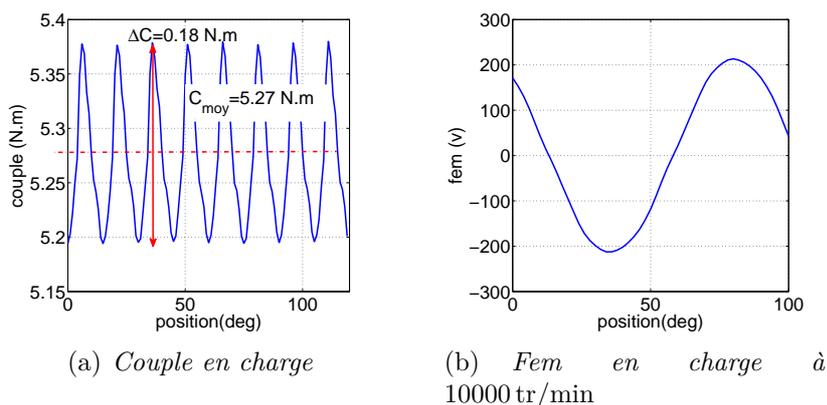


Figure 2.34 – Caractéristiques de la machine en charge à 10000 tr/min

Les pertes fer sont généralement décomposées en deux termes, les pertes par hystérésis et par courants de Foucault, qui peuvent être représentées par les expressions suivantes [FEMM] :

$$P_h = C_h f B^2 \quad (2.12)$$

$$P_e = C_e f^2 B^2 \quad (2.13)$$

où  $C_h$  et  $C_e$  sont des coefficients issus de mesures de pertes dans l'acier utilisé,  $f$  est la fréquence de variation des champs dans le matériau et  $B$  est l'amplitude de l'induction magnétique.

Ces expressions sont valables pour des inductions sinusoïdales. Dans notre cas, des portions de culasse sont soumises à des variations non sinusoïdales de champ. C'est pourquoi, pour calculer les pertes nous allons décomposer par une série de Fourier l'induction magnétique dans notre machine. Nous supposons alors que les expressions 2.12 et 2.13 peuvent être appliquées sur chaque harmonique.

Nous proposons de calculer l'induction magnétique dans notre machine grâce au modèle éléments finis précédemment établi sous Femm. Les pertes fer basées sur la décomposition de l'induction peuvent être réécrites par la formulation discrétisée suivante :

$$P_{fer} = \sum_{m=1}^k \sum_{i=1}^n (150.5 m f_m B_{i,m}^2 + 0.153 m f_m^2 B_{i,m}^2) \quad (2.14)$$

avec  $B_{i,m}$  l'amplitude de l'induction magnétique pour le  $m^{\text{ième}}$  harmonique et pour le  $i^{\text{ième}}$  élément du maillage.  $f_m$  est la fréquence du  $m^{\text{ième}}$  harmonique. Les deux coefficients caractérisant les pertes par hystérésis et par courants de Foucault ont été calculés en tenant compte des indications fournies dans la référence [FEMM] mais en divisant par un facteur pour tenir de l'effet de lamination.

Dans le logiciel Femm, nous avons utilisé un maillage qui ne dépend pas de la position du rotor (le nombre d'éléments reste constant). De cette manière, l'induction est toujours relevée dans les mêmes éléments. Nous avons donc maillé séparément le stator et le rotor de notre machine, (cf. figure 2.35). Les deux maillages sont connectés l'un à l'autre via un ensemble de segments placés au milieu de l'entrefer, sur lesquels sont appliqués des conditions de périodicité.

Cette méthode est équivalente à la "méthode du pas bloqué" ou "locked step". Ainsi, le déplacement est effectué par la permutation des conditions de périodicité.

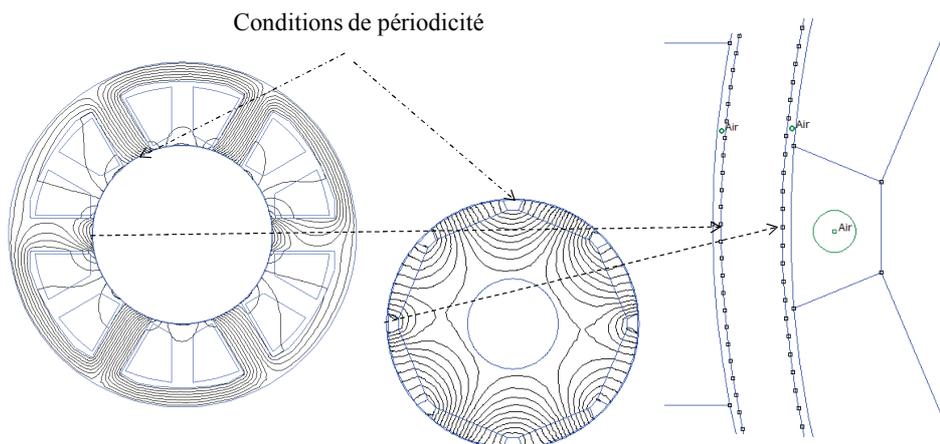


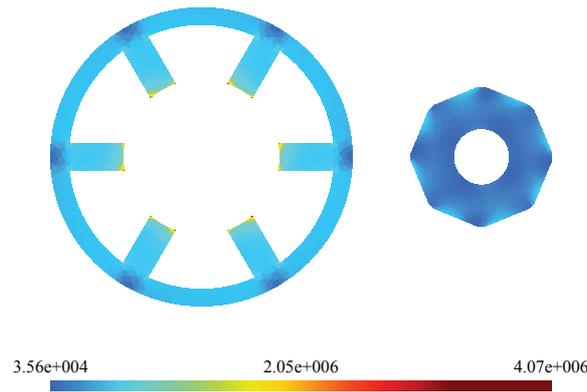
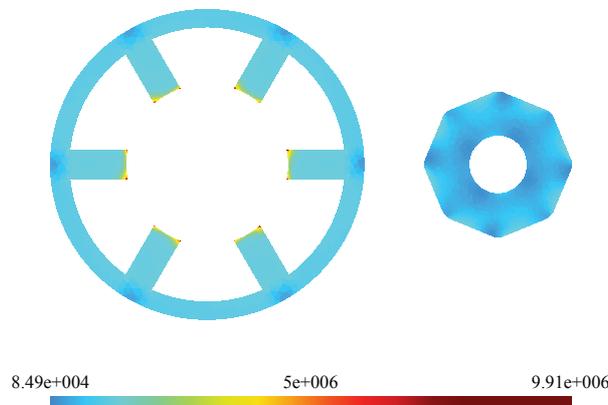
Figure 2.35 – Stratégie de mouvement à maillage fixe dans le logiciel FEMM

Nous avons calculé la distribution des pertes fer pour le premier point de fonctionnement à 6000 tr/min.

Les pertes sont surtout concentrées dans les dents. Pour ce point, les pertes fer valent 96 W ( 6 W au rotor et 90 W au stator). A 10000 tr/min, les pertes valent 187 W (9 W au rotor et 178 W au stator).

Les figures 2.37 et 2.36 montrent la densité de pertes fer dans le stator ainsi que dans le rotor à 6000 tr/min et à 10000 tr/min.

### – Les pertes par effet Joule

Figure 2.36 – Densité de pertes fer ( $\text{W}/\text{m}^3$ ) à 6000 tr/minFigure 2.37 – Densité de pertes fer ( $\text{W}/\text{m}^3$ ) à 10000 tr/min

Nous tenons compte seulement des pertes localisées dans les enroulements de la machine. Les pertes  $AC$  ou par effet de proximité ne sont pas calculées.

Tout conducteur de résistance  $R$  parcouru par un courant électrique de valeur efficace  $I$  est l'objet de pertes par effet Joule qui valent :

$$P_{Joule} = RI^2 \quad (2.15)$$

Les résistances statoriques des machines électriques évoluent généralement en fonction de la température de fonctionnement. Cette évolution est régie par l'équation suivante :

$$R = R_0(1 + \alpha(T - T_0)) \quad (2.16)$$

avec  $\alpha$  le coefficient caractéristique du matériau (pour le cuivre  $\alpha = 0.00393 \text{ K}^{-1}$ ),  $T_0$  est la température de référence ( $25^\circ$ ) et  $R_0 = 0.12 \Omega$  est la valeur de la résistance d'une phase à la température de référence.

La figure 2.38 représente l'évolution des pertes Joule en fonction de la résistance et de la température.

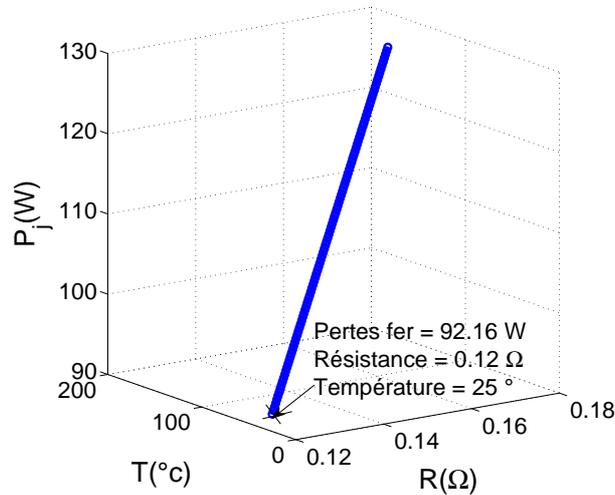


Figure 2.38 – Pertes par effet Joule dans les bobines de la machine LGEP

### – Calcul du rendement

Nous avons considéré plusieurs points de fonctionnement de 1000 tr/min jusqu'à 10000 tr/min avec un courant de 16 Arms à une température de 25 degrés pour des pertes Joule de 92 W. En plus des pertes citées précédemment, des pertes mécaniques sont aussi prises en compte pour le calcul du rendement. La figure 2.39 présente la courbe de rendement de la machine.

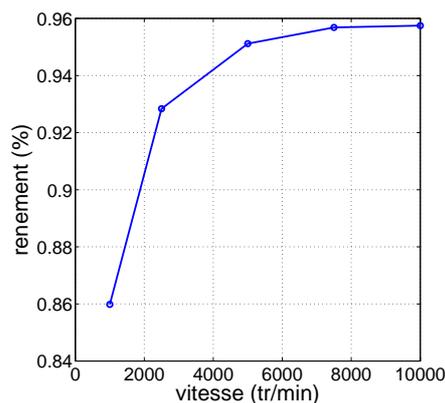


Figure 2.39 – Rendement de la machine LGEP en fonction de la vitesse

### 2.7.3.4 Bilan sur les machines étudiées dans le projet Compacité

Dans cette sous section les caractéristiques électriques de la machine LGEP sont données dans le Tableau 2.7. Les caractéristiques du moteur Aichi et celles du moteur Phénix-i sont

$I_0$	Courant crête en rotation lente (courant nécessaire pour avoir 6 Nm)	22.6 A crête 16 Arms connexion série
$f_{em}$	Fem maximale en charge phase-neutre et entre phase à 10000 tr/min	204 V – 353.3 V
$\Delta C$	Ondulation de couple	0.16 N.m
$C_{max}$	Couple maximal	6 N.m pour 16 Arms
R	Résistance d'une phase à 25°C	0.12 $\Omega$
$J$	Inertie du rotor	$1.026e^{-4}$ Kg.m <sup>2</sup>
$KT_{paim}$	Coefficient de température des aimants	-11% pour $T = 100$ degrés pour aimants NdFeB N38H
$L_d$	Inductance directe	0.0013 mH
$L_q$	Inductance en quadrature	0.0013 mH
$f_p$	Facteur de remplissage	0.4
$L$	Longueur utile	41 mm

Tableau 2.7 – Caractéristiques électriques de la machine LGEP

résumées dans les Tableaux 2.8, 2.9.

$I_0$	Courant crête en rotation lente	30 A crête 17.4 Arms connexion série
$f_{em}$	Fem maximale en charge phase-neutre et entre phase à 10000 tr/min	174 V – 301 V
$\Delta C$	Ondulation de couple en charge	<b>2.2 N.m</b>
$C_{max}$	Couple maximal	<b>4.55 N.m pour 17.4 Arms</b>
R	Résistance d'une phase à 25°C	0.38 $\Omega$
$J$	Inertie du rotor	$1.4e^{-4}$ Kg.m <sup>2</sup>
$KT_{paim}$	Coefficient de température des aimants	-11% pour $T = 100$ degrés
$f_p$	Facteur de remplissage	0.6
$L$	Longueur utile	58 mm

Tableau 2.8 – Caractéristiques électriques de la machine Aichi

La machine Aichi présente des ondulations de couple plus importantes par rapport à ce qui est demandé par le cahier de charge. Le couple maximal est inférieur à 6 N.m. Du point de vue de la compacité, la machine dépasse les 50 mm demandés. La machine Phénix-i présente un encombrement intéressant, néanmoins les ondulations de couple en charge sont supérieures au 3% demandé.

La tension composée de la machine Phénix-i dépasse la valeur imposée dans le cahier des charges (355 V). La machine LGEP possède des ondulations de couple qui ne dépassent pas 3%

$I_0$	Courant crête en rotation lente	18.45 A crête 13 Arms connexion série
$f_{em}$	Fem maximale en charge phase-neutre et entre phase à 10000 tr/min	214 V – 370 V
$\Delta C$	Ondulation de couple en charge	0.8 N.m
$C_{max}$	Couple maximal	6 N.m pour 13 Arms
R	Résistance d'une phase à 25°C	0.16 $\Omega$
$J$	Inertie du rotor	$8e^{-8}$ Kg.m <sup>2</sup>
$KT_{paim}$	Coefficient de température des aimants	-11% pour $T = 100$ degrés
$f_p$	Facteur de remplissage	0.45
$L$	Longueur utile	30 mm

Tableau 2.9 – Caractéristiques électriques de la machine Phénix-i

du couple moyen, la tension composée ne dépasse pas la valeur spécifiée par le cahier de charge.

Elle est cependant moins compacte que la machine Phénix-i, néanmoins la longueur utile est inférieure à la longueur demandée par le cahier des charges.

Finalement, il est important de noter ici que nous n'avons pas eu le temps de dimensionner la machine LGEP sur des critères thermiques et vibratoires. La fourniture d'un prototype a été demandée 5 mois après le début du projet. Cependant nous allons effectuer dans ce qui suit une étude thermique puis une caractérisation mécanique de la machine LGEP. Il s'agira de vérifier si la machine peut être employée dans un compresseur. Les travaux développés pourront éventuellement servir de base pour un dimensionnement plus poussé.

## 2.7.4 Etude thermique 2D

Le modèle thermique nous permettra de déterminer le niveau de température dans chaque partie dans la machine : dents et culasse statorique, bobines et culasse rotorique.

Les échanges de chaleur dus aux différentes pertes dans la machine, vont être brièvement décrits dans ce qui suit.

### 2.7.4.1 Transfert de chaleur par conduction

Le transfert de chaleur par conduction s'effectue au sein d'un même milieu. Il s'effectue dans les parties solides de la machine ainsi que dans l'air avoisinant [IDO11a]. Cet échange de chaleur est régi par la loi de Fourier qui exprime la densité du flux de chaleur  $\vec{\varphi}$  en fonction

du gradient de la température et de la conductivité thermique suivant l'équation 2.17 :

$$\vec{\varphi} = -\lambda \vec{grad}T \quad (2.17)$$

Avec  $\lambda$  la conductivité thermique du matériau ( $\text{W/m.K}^{-1}$ ), Le signe  $(-)$  traduit la direction de l'échange de chaleur qui se fait de la zone chaude vers la zone froide. La conductivité thermique d'un matériau dépend de sa nature, plus le matériau est considéré comme un bon conducteur de chaleur plus la conductivité thermique est importante. Généralement, les solides sont plus conducteurs que les liquides [LEG09]. La valeur de la conductivité thermique dépend essentiellement de la nature du matériau et de la température. Dans les matériaux métalliques par exemple, elle augmente jusqu'à atteindre une valeur maximale à une température qui se situe à  $200^\circ \text{K}$  suivant le matériau. Ensuite elle décroît jusqu'à la température de fusion [IDO11a]. Il existe quelques matériaux qui font exception comme l'uranium et le manganèse.

Dans le cas des alliages utilisés dans les tôles des machines électriques, l'évolution de la conductivité thermique est très faible voir même négligeable et cela pour la plage usuelle de température. Cette remarque est aussi valable pour le cuivre qui constitue le bobinage.

La conductivité thermique équivalente du fil de cuivre émaillé dans une machine électrique est plus importante axialement que radialement [IDO11a]. Dans le cas de l'acier qui compose le rotor et le stator c'est le cas contraire, la conductivité thermique est plus importante radialement qu'axialement [IDO11a]. Dans ces deux matériaux, l'échange de chaleur en régime de conduction est prépondérant.

#### 2.7.4.2 Transfert de chaleur par convection

La convection traduit l'échange de chaleur entre un solide et un fluide. Lorsque l'échange de chaleur est lié au gradient de la température entre la surface de contact et le fluide ou le fluide lui-même, on parle de convection naturelle.

Dans ce cas où la circulation du fluide est imposée à une certaine vitesse et avec une certaine pression, comme dans notre cas, on parle alors de convection forcée. Si les deux actions existent simultanément dans un processus, la convection est dite mixte.

Les transferts de chaleurs par convection sont modélisés par une relation linéaire en régime permanent entre le flux de chaleur et la différence de température entre le fluide  $T_f$  et la température du solide  $T_s$  et par l'intermédiaire d'un coefficient de convection  $h_c$ .

L'équation qui régit ce phénomène est donnée par :

$$\varphi = h_c(T_s - T_f) \quad (2.18)$$

Le coefficient de convection est calculé en fonction du régime de l'écoulement du fluide (circulation) qui peut être soit turbulent ou laminaire. Dans notre cas, l'écoulement du fluide est turbulent, le coefficient de convection, calculé par l'entreprise Areelis, est estimé à  $h_c = 1000 \text{ W/m}^2\cdot\text{K}$ .

### 2.7.4.3 Transfert de chaleur par rayonnement

Le rayonnement est un transfert de chaleur sous forme d'ondes électromagnétiques. Chaque processus qui fonctionne à une température supérieure à  $0^\circ\text{K}$  engendre des radiations électromagnétiques [IDO11a]. Ce mode de transfert peut être considéré comme négligeable à l'intérieur des machines électriques. Néanmoins le transfert de chaleur peut se faire par radiation entre le stator et le rotor, si ces deux parties sont à des températures très différentes et séparées par un entrefer important. Ce phénomène peut être simplement pris en considération par l'équation suivante :

$$p_{\text{rayonnée}} = \epsilon\sigma S(T^4 - T_{\text{ambiante}}^4) \quad (2.19)$$

Avec  $p_{\text{rayonnée}}$  la puissance rayonnée,  $\epsilon$  l'émissivité de la surface (comprise entre 0 et 1),  $\sigma$  la constante de Stefan-Boltzmann qui est égale à  $5.67 \times 10^{-8} \text{ W}\cdot\text{m}^{-2}\text{K}^{-4}$ ,  $S$  est la surface qui existe entre le corps chaud et l'air. Dans notre étude, ce phénomène n'est pas pris en compte.

### 2.7.4.4 Modèle thermique utilisé

Nous avons considéré ici seulement le régime permanent car les phases transitoires sont courtes (1 à 2 secondes). De plus, nous avons considéré que le problème pouvait être modélisé en 2D. Le but est de déterminer la température et la localisation des points chauds de la machine.

Le logiciel FEMM a de nouveau été mis à contribution. Son solveur thermique permet la prise en compte de la conduction et des effets de convection. Nous nous sommes donc placés dans le cas le plus contraignant, c'est à dire à 10000 tr/min. Dans cette partie plusieurs hypothèses sont prises en compte :

- Seul le stator est modélisé pour estimer la température dans les bobines. Nous considérons que le rotor est convenablement refroidi car le gaz réfrigérant passe à travers la machine (entrefer et espaces entre les bobines),
- Pour simplifier la modélisation des conducteurs au stator, une technique d’homogénéisation est utilisée. Cette technique est fondée sur le calcul d’une conductivité équivalente pour chaque bobine. La conductivité équivalente dépend de la conductivité du fil conducteur (cuivre)  $\lambda_1$ , aléatoirement distribué dans un second matériau qui est de la résine (conductivité thermique)  $\lambda_2$ . Le facteur de remplissage du cuivre est donné par  $n_1$ . Le second matériau (résine) a un facteur de remplissage  $n_2$ . Avec  $n_1 + n_2 = 1$ .

Pour l’estimation de la conductivité effective (équivalente), plusieurs méthodes peuvent être utilisées. Parmi ces méthodes deux d’entre elles sont étudiées dans [IDO11b], elles comparent un modèle analytique et un modèle numérique pour chaque méthode. La première méthode est proposée par Hashin et Shtrikman [HAS62]. La deuxième méthode est proposée par Milton [MIL81]. Cette dernière présente une bonne estimation de la conductivité effective par rapport à la précédente, parce qu’elle prend en compte la forme géométrique du conducteur. Dans notre cas, l’estimation de Milton est utilisée pour déterminer la conductivité effective, l’équation utilisée pour cette estimation est donnée par :

$$\lambda_{eq} = \lambda_{cu} \frac{(n_1 \lambda_{cu} + n_2 \lambda_{re} + \lambda_{re})(\lambda_{cu} + \lambda_{re}) - n_1 \varsigma (\lambda_{cu} - \lambda_{re})^2}{(n_2 \lambda_{cu} + n_1 \lambda_{re} + \lambda_{cu})(\lambda_{cu} + \lambda_{re}) - n_1 \varsigma (\lambda_{cu} - \lambda_{re})^2} \quad (2.20)$$

Avec  $\varsigma$  qui représente un paramètre micro-structurel, il dépend de la forme géométrique des inclusions. Les valeurs associées se trouvent dans [IDO11b]. Cette méthode dépend du facteur de remplissage de l’encoche.

La figure 2.40 illustre le principe de cette technique

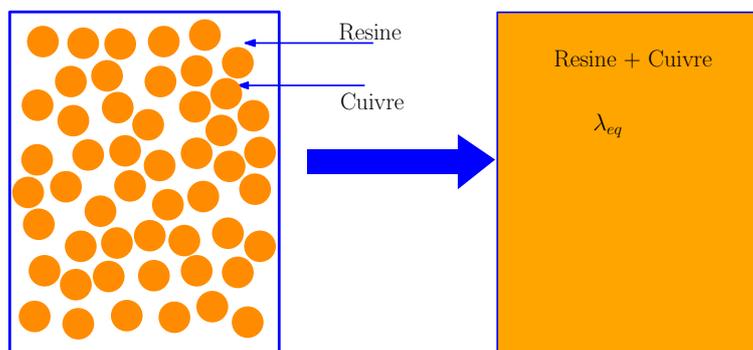


Figure 2.40 – Illustration de l’homogénéisation

Comme précisé précédemment, seul le stator avec le bobinage a été modélisé (cf. figure 2.41). Le coefficient d'échange convectif entre le fluide et le stator vaut  $1000 \text{ W/m}^2\cdot\text{K}$ . Etant en régime permanent nous supposons que le fluide est à  $20^\circ\text{C}$  et la surface externe du stator à  $20^\circ\text{C}$ . Un échange convectif de  $10 \text{ W/m}^2\cdot\text{K}$  est supposé à la surface du stator.

Dans notre cas, le facteur de remplissage est de 0.4 donc d'après l'estimation de Milton la conductivité équivalente thermique de la bobine est de  $0.55 \text{ W/m}\cdot\text{K}$ . La conductivité thermique de l'acier est égale à  $56 \text{ W/m}\cdot\text{K}$ , et celle de l'isolant est estimée à  $0.25 \text{ W/m}\cdot\text{K}$ .

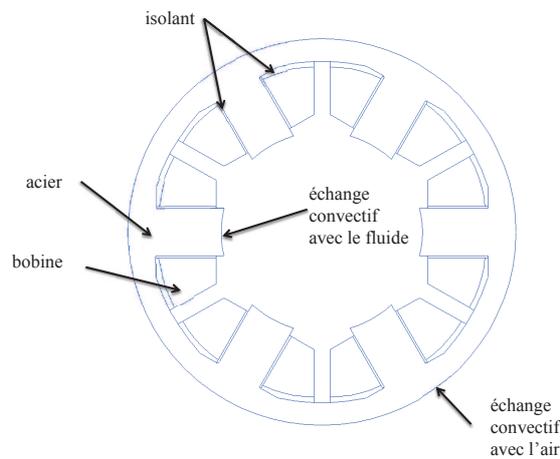


Figure 2.41 – Géométrie modélisée

Après calcul, la figure 2.42 donne la distribution de la température dans la machine. En observant cette dernière, nous remarquons que les points chauds sont surtout localisés dans la culasse et un peu moins dans les bobines. Le passage du fluide réfrigérant évacue une grande partie des calories vers l'intérieur ( $130 \text{ W}$ ) et un peu vers l'extérieur ( $3.1 \text{ W}$ ). Pour illustrer ce phénomène nous montrons dans la figure 2.43 la direction du flux de chaleur, on remarque que la circulation du flux de chaleur se fait vers le fluide réfrigérant. La température maximale, calculée avec les hypothèses citées est de  $59^\circ\text{C}$ . Cette température est tout à fait acceptable.

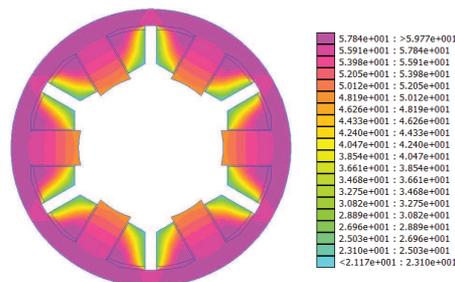


Figure 2.42 – Distribution de la température en degrés

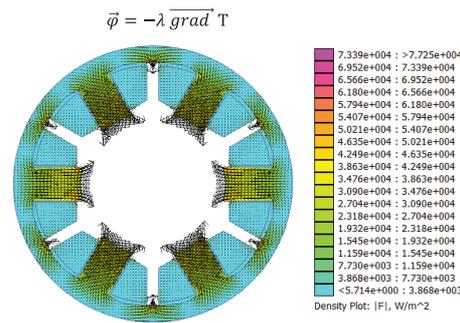


Figure 2.43 – Carte de densité de flux de chaleur

## 2.7.5 Etude mécanique 2D

Dans cette partie, nous allons caractériser la machine LGEP du point de vue mécanique. A l'aide de codes de calculs éléments finis développés au sein du laboratoire, nous vérifierons si le rotor de la machine est mécaniquement fiable à une vitesse de 10000 tr/min. Nous calculerons les fréquences de résonance, les déformées associées et les accélérations.

Dans cette partie, les efforts magnétiques ne sont plus calculés avec le logiciel FEMM, mais à partir du code Simap [MAK06]. Nous allons d'abord décrire dans ce qui suit les formulations magnétique et mécanique utilisées.

### 2.7.5.1 Modélisation magnétique

**2.7.5.1.1 Equations de Maxwell** Les équations de Maxwell sont des lois fondamentales de la physique qui décrivent le comportement du champ électromagnétique. Si on ne prend pas en compte les courants de déplacement dont l'expression est donnée par :  $\frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t}$  avec  $\mathbf{D}$  l'induction électrique, les expressions des équations de Maxwell sont données par :

$$\text{rot } \mathbf{H} = \mathbf{J} \quad (2.21)$$

$$\text{rot } \mathbf{E} = - \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \quad (2.22)$$

$$\text{div} \mathbf{B} = 0 \quad (2.23)$$

$$\text{div} \mathbf{J} = 0 \quad (2.24)$$

où  $\mathbf{H}$  est le vecteur champ magnétique,  $\mathbf{B}$  est le vecteur d'induction magnétique,  $\mathbf{E}$  est le vecteur de champ électrique et  $\mathbf{J}$  est le vecteur de densité de courant. La résolution de ces équations ne peut se faire sans les relations constituantes du milieu. Dans le cas d'un matériau isotrope ces équations s'écrivent :

$$\mathbf{B} = \mu\mathbf{H} + \mathbf{B}_r \quad (2.25)$$

avec

$$\mathbf{H} = v(\mathbf{B} - \mathbf{B}_r) \quad (2.26)$$

et

$$\mathbf{J} = \sigma\mathbf{E} \quad (2.27)$$

avec :  $\mu$  qui représente la perméabilité,  $v$  est la réductivité,  $\sigma$  est la conductivité du matériau et  $\mathbf{B}_r$  est l'induction rémanente des aimants. Ces équations sont définies pour des matériaux donnés (acier, aimants, cuivre). Si le matériau exploité n'a pas d'aimantation rémanente le terme  $\mathbf{B}_r$  est nul. C'est le cas lorsqu'on exploite un matériau ferromagnétique (stator ou rotor).

**2.7.5.1.2 Formulation du problème électromagnétique** D'après l'équation (2.23) il existe un potentiel vecteur  $\mathbf{A}$  tel que :

$$\mathbf{B} = \text{rot}(\mathbf{A}) \quad (2.28)$$

En prenant en compte l'effet de saturation dans les matériaux ferromagnétiques (effet de non linéarité) et les équations (2.26,2.28), puis en les réinjectant dans l'équation (2.21) on obtient :

$$\text{rot}(v(\mathbf{H})\text{rot}\mathbf{A}) = \mathbf{J} + \text{rot}(v(\mathbf{H})\mathbf{B}_r) \quad (2.29)$$

L'équation (2.29) représente le couplage magnétique-électrique en tout point du domaine d'étude.

Pour une modélisation 2D, si on considère que dans un repère cartésien que le plan  $(x, y)$  est transversal par rapport à l'axe  $Z$  de rotation de la machine alors l'induction magnétique

peut s'écrire :

$$\mathbf{B} = \begin{pmatrix} B_x(x, y) \\ B_y(x, y) \\ 0 \end{pmatrix} \quad (2.30)$$

Aussi, d'après l'équation (2.28) on obtient :

$$A = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ A_z(x, y) \end{pmatrix} \quad (2.31)$$

Sous ces hypothèses l'équation (2.29) peut être réécrite de la manière suivante :

$$- \operatorname{div}(v(\mathbf{H})\mathbf{grad}A) = J + \mathbf{rot}(v(\mathbf{H})\mathbf{B}_r) \quad (2.32)$$

La résolution de cette dernière équation conduit à avoir un potentiel vecteur  $A$  porté par l'axe  $z$ . Pour avoir une solution représentative du comportement magnétique des grandeurs selon le plan radial, des conditions aux limites sont appliquées à l'équation (2.32). Sur les bornes du domaine d'étude  $\Omega$  ou du sous-domaine noté  $\Omega_s$  ( cf. figure 2.44). Ces conditions aux limites sont appliquées pour avoir une solution unique. Les conditions aux limites peuvent être de deux types :

- Conditions de Neumann : La composante tangentielle de  $B$  est imposée. Vu que  $\mathbf{B} = \mathbf{rot}(A)$ , on écrit :

$$\frac{\partial A}{\partial n} = q_0 \text{ sur } \Gamma_1 \quad (2.33)$$

- Conditions de Dirichlet : on impose le potentiel vecteur  $A$

$$A = A_0 \text{ sur } \Gamma_2 \quad (2.34)$$

Ces deux constantes  $A_0$  et  $q_0$  sont supposées connues.

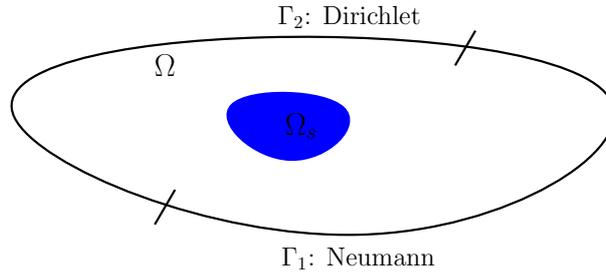


Figure 2.44 – Conditions aux limites

L'équation (2.32) ne peut être résolue de manière analytique du fait de la complexité de la géométrie de la machine et des propriétés liées à chaque matériau. La méthode des éléments finis [IDA97],[MEU02],[DHA05] est utilisée pour traiter cette équation en discrétisant le domaine d'étude en un nombre finis d'éléments simpliciaux appelé maillage. Dans notre étude, le potentiel vecteur est discrétisé sur les sommets des éléments du maillage en utilisant une interpolation linéaire (éléments de Whitney d'ordre zéro). La méthode des éléments finis repose sur deux étapes principales :

- La première étape consiste à transformer l'équation aux dérivées partielles (EDP) sous forme d'intégrale (formulation variationnelle)[FOU85],
- La deuxième étape consiste à discrétiser les inconnues du problème sur le maillage.

Pour passer d'un système d'équation aux dérivées partielles à une formulation intégrale, on utilise la méthode des résidus pondérés. La formulation intégrale consiste à transformer le problème de départ (dite formulation forte) en un autre dont l'ordre de dérivation est plus faible que l'initial [BOS01].

La méthode des résidus pondérés consiste à rechercher les fonctions  $A(x, y)$  sur le domaine d'étude  $\Omega$  qui annule l'intégrale suivant :

$$\int \int_{\Omega} \psi R(A) d\Omega = 0 \quad (2.35)$$

avec  $\psi$  est une fonction test de classe  $C^0$  sur la frontière  $\Gamma$  de  $\Omega$  et de classe  $C^1$  par morceau à l'intérieur de  $\Omega$ .  $R(A)$  est le résidu de l'équation (2.32) sa formule est donnée comme suit :

$$R(A(x, y)) = \text{div}(v \text{grad}A) + J_0 - \sigma \frac{\partial A}{\partial t} + \left( \frac{\partial(vB_{ry})}{\partial x} - \frac{\partial(vB_{rx})}{\partial y} \right) \quad (2.36)$$

L'intégration par partie de l'équation (2.35) est réalisée par le biais du théorème de Green-

Ostrogradsky et le théorème de Stokes, l'équation suivante en résulte donc :

$$\int \int_{\Omega} \text{grad}^T \psi \text{grad} A d\Omega - \int \int_{\Omega} \psi J_0 d\Omega + \int \int_{\Omega} \sigma \frac{\partial A}{\partial t} - \int_{\Gamma} \psi \frac{\partial A}{\partial n} d\Gamma \quad (2.37)$$

$$+ \int \int_{\Omega} v \left( \frac{\partial(\psi B_{ry})}{\partial x} - \frac{\partial(\psi B_{rx})}{\partial y} \right) d\Omega + \int_{\Gamma_m} v \psi B_{rt} d\gamma = 0 \quad (2.38)$$

avec  $B_{rt}$  est l'induction rémanente tangentielle,  $\Gamma_m$  est la surface extérieure de l'aimant. Pour discrétiser cette formulation, tout le domaine d'étude  $\Omega$  est maillé. La valeur du potentiel vecteur sera déterminée dans chaque triangle par une interpolation linéaire des trois valeurs calculées sur le sommets de chaque nœud. Le calcul est illustré par l'équation suivante :

$$A(x, y) = \sum_3^{i=1} \lambda_i(x, y) A_i = [\lambda]^T [A]^e \quad (2.39)$$

Les  $\lambda_i$  sont des fonctions d'interpolations du premier ordre propres à chaque triangle. Tous les calculs sont ramenés sur un élément de référence noté  $\hat{\Omega}$  (cf. figure 2.45). les fonctions d'interpolation associées aux nœuds 1, 2 et 3 s'expriment comme suit :

$$\lambda_1 = 1 - \xi - \eta \quad (2.40)$$

$$\lambda_2 = \xi \quad (2.41)$$

$$\lambda_3 = \eta \quad (2.42)$$

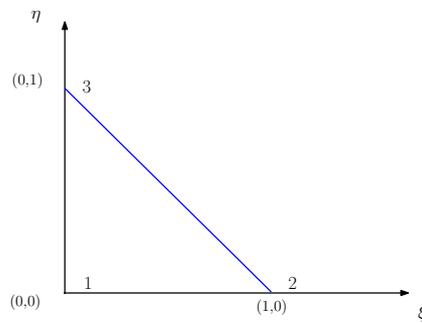


Figure 2.45 – Élément de référence

Après avoir appliqué les conditions aux limites, l'équation (2.38) peut se mettre sous la

forme algébrique suivante :

$$[S] [A] = [F] + [K] \quad (2.43)$$

où  $S$ ,  $F$  et  $K$  représentent des matrices globales obtenues par assemblage des matrices élémentaires  $S^e$ ,  $F^e$  et  $K^e$ . Les termes de ces matrices sont définis comme suit :

$$S_{ij}^e = \int \int_{\Omega_s} v \left( \frac{\partial \lambda_i \partial \lambda_j}{\partial x \partial x} + \frac{\partial \lambda_i \partial \lambda_j}{\partial y \partial y} \right) \quad (2.44)$$

$$K_i^e = \int \int_{\Omega_s} v \left( \frac{B_{ry} \partial \lambda_i}{\partial x} - B_{ry} \frac{\partial \lambda_i}{\partial y} \right) \quad (2.45)$$

$$f_i^e = \int \int_{\Omega_s} J_0 \lambda_i d\Omega_s \quad (2.46)$$

où  $i, j$  varient de 1 à 3.  $[S]$  est appelée matrice de rigidité, elle est supposée symétrique, positive et creuse,  $[F]$  et  $[K]$  représentent respectivement le courant d'alimentation et les aimants.

Le système d'équation (2.43) est non linéaire, donc il est linéarisé par la méthode de Newton Raphson (fondée sur le développement en série de Taylor) et résolu par la méthode de Cholesky. Les valeurs du potentiel vecteur sont calculées pour chaque position du rotor.

Concernant le calcul des forces, la méthode des travaux virtuels qui lie la variation de l'énergie magnétique emmagasinée  $\omega$  au déplacement  $u$  est utilisée. On considère seulement l'énergie magnétostatique [AYA10].

L'expression de la force magnétique  $\mathbf{F}$  est donnée comme suit :

$$\mathbf{F} = -\partial_u \omega(u, \phi) \quad (2.47)$$

Le déplacement est simulé par une méthode proche de celle du pas bloqué ou de la bande de mouvement qui permet d'avoir un maillage fixe dans les différentes parties de la machine. Dans l'entrefer un maillage est reconstruit à chaque position. Une illustration est proposée dans la figure 2.46. La figure 2.47 montre le maillage reconstruit dans l'entrefer.

Dans ce qui suit le maillage de la machine ainsi que l'induction dans la machine sont repré-

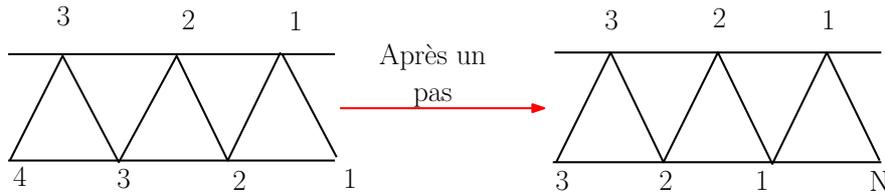


Figure 2.46 – Illustration de la méthode du pas bloqué

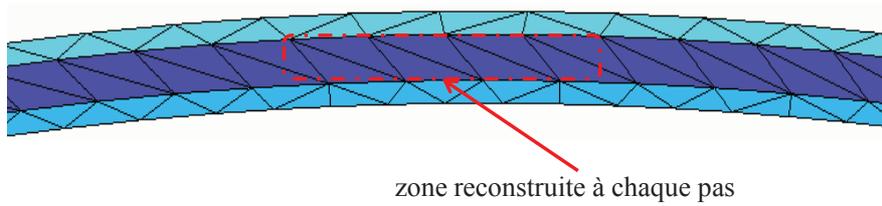


Figure 2.47 – Zone du maillage reconstruit

sentés dans la figure 2.48.

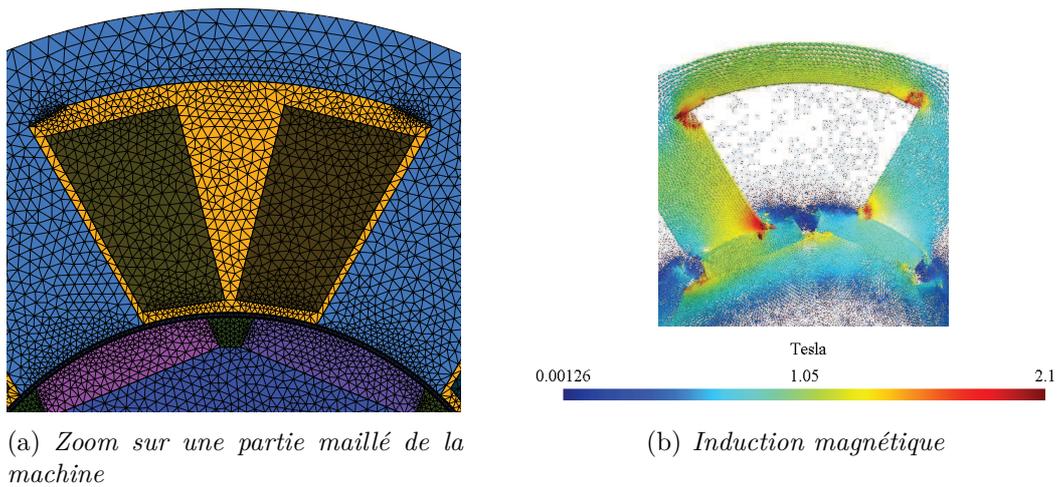


Figure 2.48 – Modélisation magnétique

### 2.7.5.2 Modélisation mécanique

Dans cette partie, un modèle mécanique est établi afin d'estimer les contraintes dues aux forces centrifuges et les vibrations dues aux efforts magnétiques.

Chaque matériau possède des propriétés différentes, ce qui implique que le comportement élastique de la matière change d'un matériau à l'autre. En mécanique, les matériaux isotropes sont généralement caractérisés à l'aide du module de Young et du coefficient de Poisson.

**2.7.5.2.1 Le module de Young  $E$**  Le module de Young est la contrainte mécanique qui engendrerait un allongement d'un matériau. Ainsi, pour une contrainte donnée, ce module permet de calculer la déformation dans la direction de chargement, cette déformation étant notée  $\epsilon_c$ .

**2.7.5.2.2 Le coefficient de Poisson** Le coefficient de Poisson permet de caractériser le rapport entre la déformation longitudinale et la déformation transverse. Si l'on considère une pièce sollicitée par une force suivant l'un de ces axes principaux, on fait apparaître une sollicitation appelée traction. Dans le cas où l'effort est négatif, il s'agit alors d'une compression.

Des exemples de traction et de compression sont donnés en figure 2.49 pour une contrainte uniaxiale appliquée à une éprouvette.

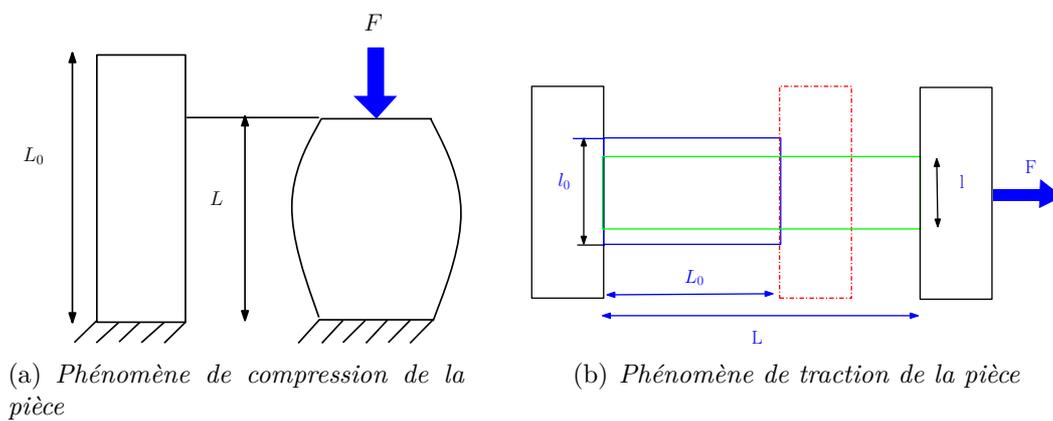


Figure 2.49 – Déformation d'un matériau

L'expression de la déformation (traction ou compression) est donnée par l'équation suivante :

$$\epsilon = \frac{L - L_0}{L} \quad (2.48)$$

La contrainte de traction (en  $Pa$ ) a pour expression :

$$\sigma = \frac{F}{S} \quad (2.49)$$

où  $S$  est la section de la pièce en  $m^2$ ,  $F$  est la force exercée sur le solide.

D'après la loi de Hooke, une contrainte appliquée sur une pièce mécanique dans une direction donnée implique un allongement de la pièce dans la même direction. Ceci est valable dans le

domaine d'élasticité linéaire. La loi de Hooke est donnée par l'expression suivante :

$$\sigma = E\epsilon \quad (2.50)$$

avec  $E$  le module de Young.

Dans le cas multiaxial 2D, les vecteurs de contraintes et de déformations sont donnés par les expressions suivantes :

$$[\epsilon] = \begin{bmatrix} \epsilon_{xx} \\ \epsilon_{yy} \\ 2\epsilon_{xy} \end{bmatrix} \quad [\sigma] = \begin{bmatrix} \sigma_{xx} \\ \sigma_{yy} \\ \sigma_{xy} \end{bmatrix} \quad (2.51)$$

Dans le cas des petites déformations, l'expression liant déformation et déplacement est :

$$\epsilon_{i,j} = \frac{1}{2} \left( \frac{\partial u_i}{\partial x_j} + \frac{\partial u_j}{\partial x_i} \right) \quad (2.52)$$

Dans le cas d'un matériau isotrope, si l'on prend en compte le coefficient de Poisson, la loi de Hooke peut s'exprimer sous la forme matricielle suivante :

$$[\sigma] = \frac{E}{1+v} \left( [\epsilon] + \frac{v}{1+2v} Tr [\epsilon] I \right) \quad (2.53)$$

où  $Tr$  est la trace de la matrice du tenseur de déformation  $\epsilon$  et  $I$  la matrice identité.

Le tenseur des contraintes  $\sigma$  est lié au tenseur des déformations  $\epsilon$  par la loi de comportement :

$$\sigma_{i,j}(\vec{u}) = E_{i,j,k,l} \epsilon_{k,l}(\vec{u}) \quad (2.54)$$

avec  $E_{i,j,k,l}$  le tenseur d'élasticité. Dans le cas des contraintes planes ( $\sigma_{xz} = 0, \sigma_{yz} = 0, \sigma_{zz} = 0$ ) avec un matériau isotrope,  $E_{i,j,k,l}$  est d'ordre 4[BES95], et son expression est donnée par :

$$E_{i,j,k,l} = \frac{E}{1+v} \left( \frac{v}{1-2v} \delta_{kl} \delta_{ij} + \frac{1}{2} (\delta_{ik} \delta_{jl} + \delta_{il} \delta_{jk}) \right) \quad (2.55)$$

avec  $\delta_{ij}$  le symbole de Kronecker.

La relation déformation-contrainte s'écrit alors :

$$\begin{bmatrix} \sigma_{xx} \\ \sigma_{yy} \\ \sigma_{yx} \end{bmatrix} = \frac{E(1-\nu)}{(1+\nu)(1-2\nu)} \begin{pmatrix} 1 & \frac{\nu}{1-\nu} & 0 \\ \frac{\nu}{1-\nu} & 1 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1-2\nu}{1-\nu} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \epsilon_{xx} \\ \epsilon_{yy} \\ \epsilon_{yx} \end{pmatrix} \quad (2.56)$$

Dans notre étude, cette hypothèse de contraintes planes est prise en compte. L'hypothèse de contraintes planes convient aux plaques minces sollicitées dans leur plan par des forces [IMB99]. Cette hypothèse est proche de notre cas car la profondeur de la machine est faible par rapport à son diamètre.

**2.7.5.2.3 Modélisation mécanique/numérique par éléments finis** Un problème d'élasticité linéaire d'un solide de volume  $V$  peut être exprimé par la relation d'équilibre suivante :

$$\rho \frac{\partial^2 u_i}{\partial t^2} = \sum_j \frac{\partial \sigma_{ij}}{\partial x_j} + f_i^v \quad (2.57)$$

$\forall (i, j) \in \{1, 2, 3\}^2$  avec  $u_i$  déplacement à l'instant  $t$ ,  $\rho$  la densité de volume,  $\sigma_{ij}$  le tenseur de contrainte et  $f_i^v$  la force volumique. La résolution de cette équation n'est possible qu'en utilisant la loi de comportement définie par l'équation (2.54). En effet dans le cas 3D, l'équation (2.57) comporte 6 contraintes  $\sigma_{ij}$  et 3 déplacements  $u_i$ . Il est donc possible d'obtenir 3 équations pour 9 inconnues. En utilisant l'équation (2.54) plus l'hypothèse de contraintes planes, nous aurons 6 équations supplémentaires qui permettront de résoudre l'équation du mouvement. Dans le cas de la méthode des éléments finis, le calcul du déplacement est fait sur chaque noeud du maillage. La discrétisation se fait sur la forme faible de l'équation (2.57) via une minimisation variationnelle comme suit : Trouver  $\vec{u} \in V$  solution de

$$\int_{\Omega} \{D\vec{v}\}^t [D]^t [E] [D] \{D\vec{u}\} dx = \int_{\Omega} \vec{v} \cdot \vec{F} dx + \int_{\delta\Omega_n} \vec{v} \cdot \vec{f} ds. \quad \forall \vec{v} \in V \quad (2.58)$$

où  $[D]$  est la matrice de permutation donnée par :

$$\begin{bmatrix} D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.59)$$

Les conditions aux limites sont définies comme suit :

$$V_h = \left\{ \vec{v}_h \in (\nu_h)^2, \vec{v}_h /_{\delta\Omega_d} = \vec{0} \right\} \quad (2.60)$$

les inconnues  $\vec{u}$  sont discrétisées sur les noeuds et la formulation variationnelle discrétisée peut s'écrire : Trouver  $\vec{u}_h \in V_h$  solution de

$$\left\{ \begin{array}{l} \sum_{K \in T_h} \int_K \{D\vec{v}_h\}^t [D]^t [E] [D] \{D\vec{u}_h\} dx = \\ \sum_{K \in T_h} \int_K \vec{v}_h \cdot \vec{F} dx + \sum_{K \in T_h} \int_{\delta K \cap \delta\Omega_n \neq \phi} \vec{v}_h \cdot \vec{f} ds. \quad \forall \vec{v}_h \in V_h \end{array} \right. \quad (2.61)$$

D'après [IMB99] à partir de cette discrétisation nous obtenons un système algébrique (équation (2.62)) à résoudre. Dans ce système un terme d'amortissement  $C$  peut être ajouté pour prendre en compte la dissipation. Ce terme est obtenu à l'aide d'une réponse fréquentielle du comportement mécanique (un coefficient de Rayleigh  $\beta$  peut être évalué par la largeur de la résonance à  $-3dB$ ).

$$[M] [\ddot{U}] + [C] [\dot{U}] + [K] [U] = [F] \quad (2.62)$$

où  $[M]$  est la matrice de masse,  $[K]$  la matrice de rigidité,  $[C]$  est la matrice d'amortissement et  $[F]$  sont les forces aux noeuds.

Ces matrices sont construites à partir des formulations suivantes :

$$M = \sum_{\Omega_e} \int_{\Omega_e} \rho [\lambda]^T [\lambda] d\Omega \quad (2.63)$$

$$K = \sum_{\Omega_e} \int_{\Omega_e} [D\lambda]^T [D]^T [E] [D] [D\lambda] d\Omega \quad (2.64)$$

$$C = \beta [K] \quad (2.65)$$

$$[F] = \sum_{\Omega_e} \int_{\Omega_e} [D\lambda]^T F d\Omega \quad (2.66)$$

Avec  $[D\lambda]$  l'assemblage de la matrice du gradient des fonctions d'interpolation,  $\lambda$  la matrice des fonctions de forme de l'élément,  $E$  le tenseur d'élasticité donné par l'équation(2.55).  $[F]$  représente les forces nodales (3 noeuds avec à chaque fois deux composantes  $(x, y)$ ).

**2.7.5.2.4 Vérification de non rupture des matériaux** Afin de vérifier si la frette sera assez résistante à 10000 tr/min, un code éléments finis en 2D basé sur la discrétisation donnée précédemment est utilisé. La source du problème est constituée des efforts centrifuges (cf. figure 2.50(a)) au rotor qui sont calculés aux noeuds du maillage du rotor par l'expression 2.67 :

$$F = \rho\omega^2 r \quad (2.67)$$

Conduisant à l'expression de la force externe :

$$F^\omega = \int_{\Omega} \lambda F d\Omega \quad (2.68)$$

Avec  $\rho$  la densité volumique du matériau,  $\omega$  la vitesse de fonctionnement,  $r$  la distance entre le noeud et l'axe de rotation. Après résolution du problème, nous avons obtenu les contraintes radiales et tangentielles dans la structure. Nous pouvons constater que les niveaux de contraintes amenant à la rupture (acier : 360 MPa, aimant en néodyme : 300 MPa et kevlar : 3100 MPa) ne sont pas atteintes dans notre cas.

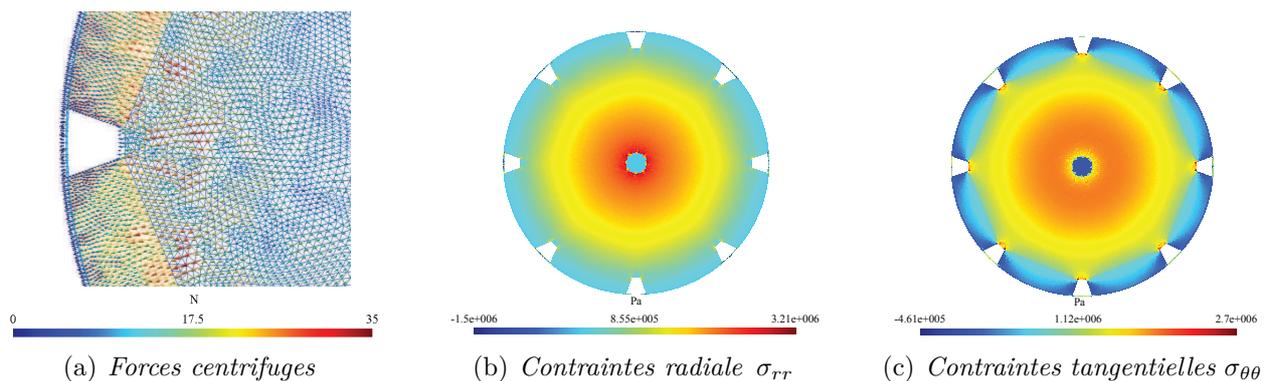


Figure 2.50 – Niveaux de contraintes dues aux forces centrifuges à 10000 tr/min

**2.7.5.2.5 Etude vibratoire** La présente étude a pour but de quantifier le comportement vibratoire de la machine. Dans la littérature de nombreux travaux ont montrés que les vibrations

sont le résultat de l'excitation d'un système mécanique par des forces d'origine électromagnétique. Plusieurs autres origines peuvent contribuer à l'amplification du bruit acoustique tel que les bruits dûs aux roulements et les bruits aérodynamiques [HEC06]. Il s'agit ici de déterminer les déformations dues aux forces magnétiques (équation 2.47) provenant de l'interaction des champs rotorique et statorique et qui peuvent engendrer un bruit acoustique [LAN06]. Dans la littérature plusieurs travaux ont été menés dans ce domaine [BES95],[GAB99] et [SAD96]. Nous allons brièvement présenter les aspects théoriques et numériques utilisés ici. Dans cette étude, les effets de la magnétostriction sont négligés. Nous présentons dans ce qui suit la procédure utilisée pour l'identification des modes vibratoires et des déplacements obtenus.

- Extraction des forces magnétiques nodales issues du calcul magnétique en fonction de la position rotorique pour une période mécanique.
- Réinjection de ces forces dans un maillage mécanique. Seul le stator est maillé, avec le même maillage que pour le calcul magnétique.
- Calcul des modes propres permettant de connaître le comportement de la machine dès la phase de conception (ces modes sont associés aux fréquences de résonance de la machine).
- Décomposition en série de Fourier des forces nodales en fonction de la position rotorique.
- Résolution de l'équation (2.62) pour chaque harmonique de force.
- Détermination de la réponse de la structure aux différents harmoniques de force.
- Les réponses sont au final exprimées sous forme d'accélération, déformation ou déplacement.

Dans un premier temps, en ce qui concerne la détermination des modes propres, il est possible d'utiliser l'équation (2.62) sans prendre en compte le terme d'amortissement  $C$  et le terme de force  $F$  et en considérant un régime harmonique. L'équation algébrique suivante est obtenue :

$$([K] - \omega^2 [M]) U = 0 \quad (2.69)$$

Les valeurs propres de l'équation (2.69) nous donnent alors les modes propres, et les vecteurs propres sont les déplacements associés à ces modes. En premier lieu, nous allons présenter les modes propres et les fréquences propres de la machine étudiées avec les déformées associées. Les figures 2.51(a),2.51(d), 2.51(e), 2.51(b), 2.51(f) et 2.51(c) présentent les déformées associées aux fréquences de résonances pour les modes 2, 3 et 4 respectivement.

Nous avons préféré montrer seulement les modes 2, 3, 4 parce que la fréquence de fonctionnement ainsi que la fréquence des harmoniques de forces de la machine se trouve dans le spectre audible des fréquences propres citées précédemment, donc l'un de ces modes (2, 3, 4) peut être excité. Les autres fréquences sont plus élevées.

Pour un fonctionnement en charge (10000 tr/min, 5 N.m), nous montrons d'abord la position du rotor correspondante (cf. figure 2.52(a)) et l'induction  $B$  pour cette position (cf. figure 2.52(b)) ainsi que la répartition des forces nodales à un instant donné sur le maillage mécanique (cf. figures 2.52(c), 2.52(d)).

La force nodale située sur une dent statorique (en fonction de la position du rotor) et sa décomposition spectrale sont données sur la figure 2.53. Ici la composante continue a été enlevée. La décomposition en série de Fourier est faite sur deux périodes de force donc, nous voyons directement apparaître l'harmonique à 2666 Hz.

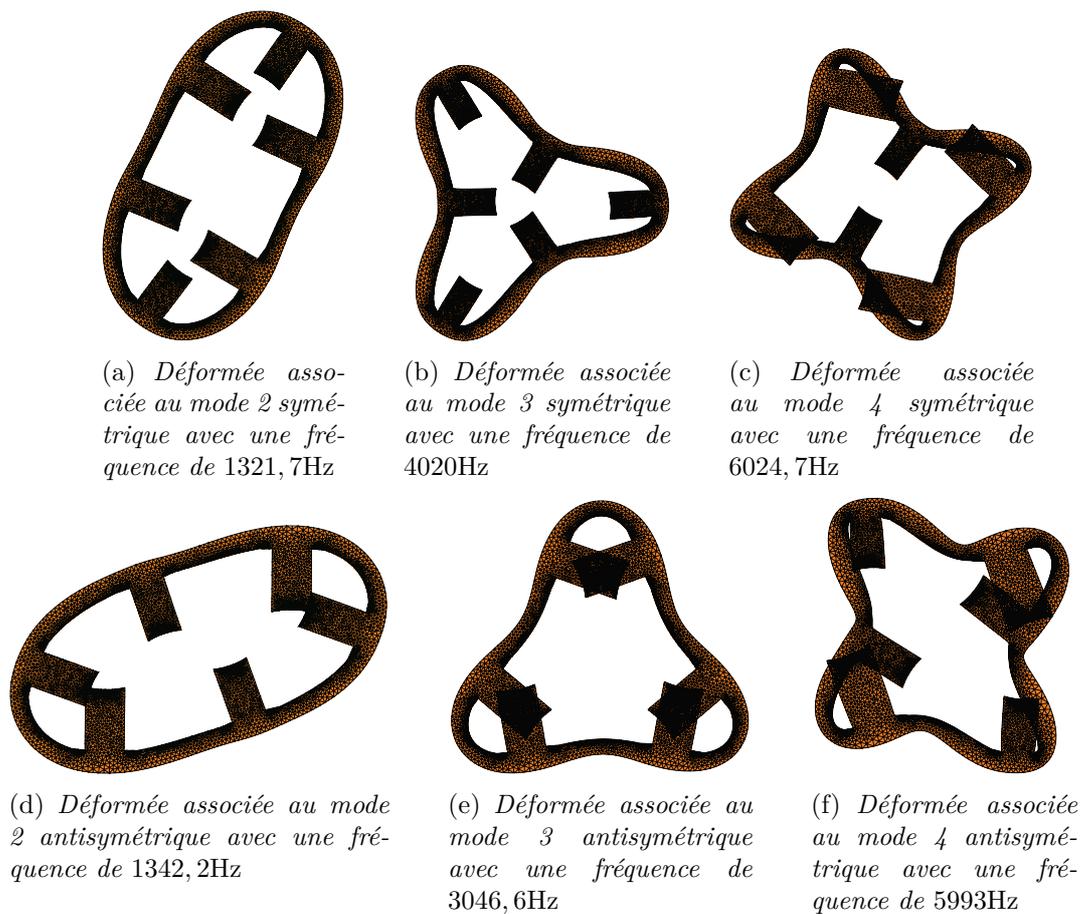


Figure 2.51 – Mode propres et déformées associées

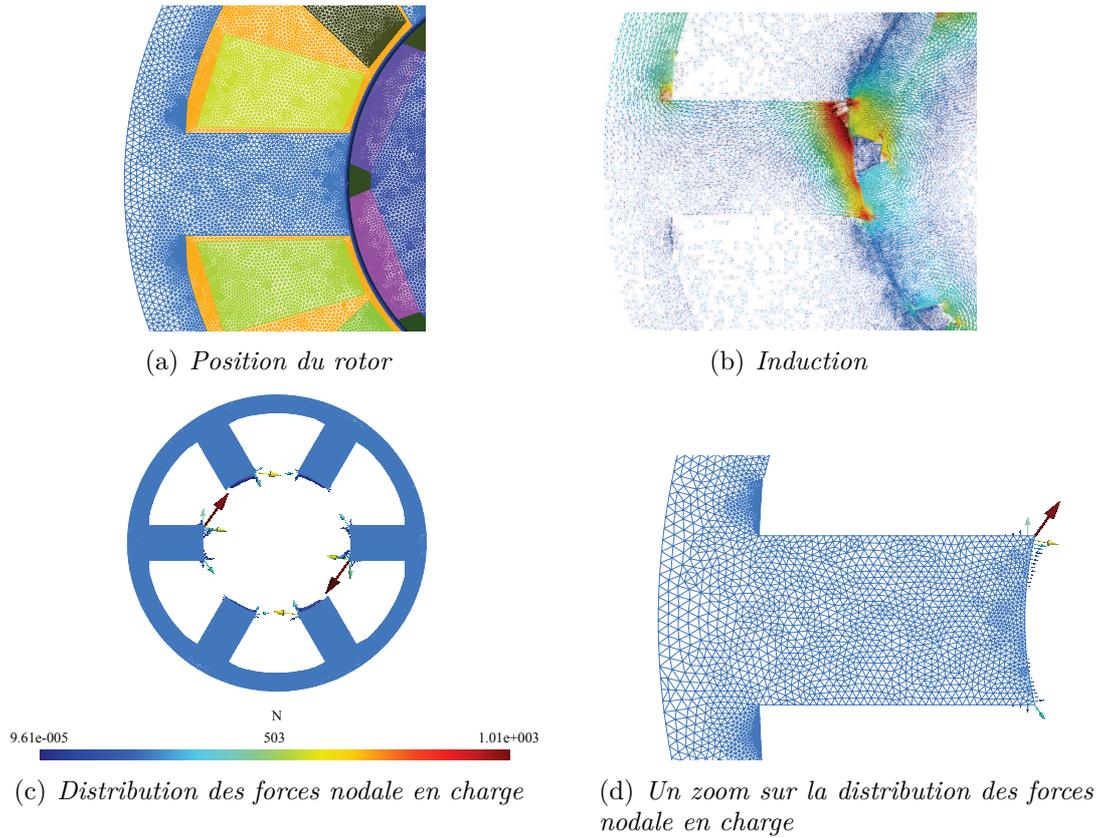


Figure 2.52 – Représentation de la distribution des forces nodales

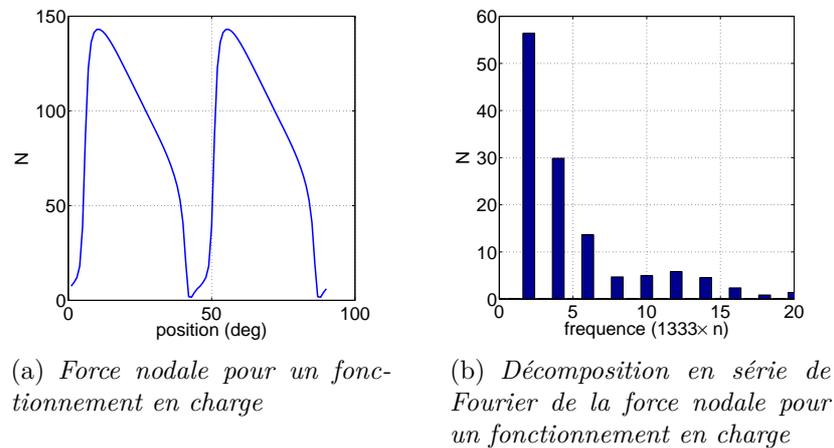


Figure 2.53 – Représentation d'une force nodale en charge

Les figures 2.54 et 2.55 représentent les distributions spatiales des harmoniques 2 et 4 associées à la position du rotor.

L'harmonique 2 de la structure se situe à une fréquence de 2666 Hz. Cette fréquence est proche de la fréquence du mode 2 qui se situe à 1342,7 Hz et la distribution spatiale des forces

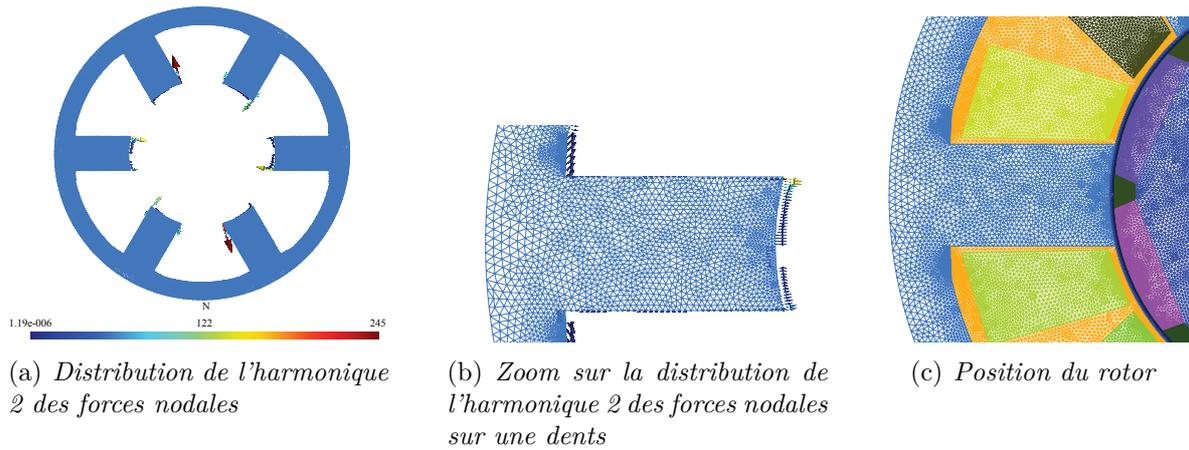


Figure 2.54 – Représentation de l'harmonique 2 des forces nodales

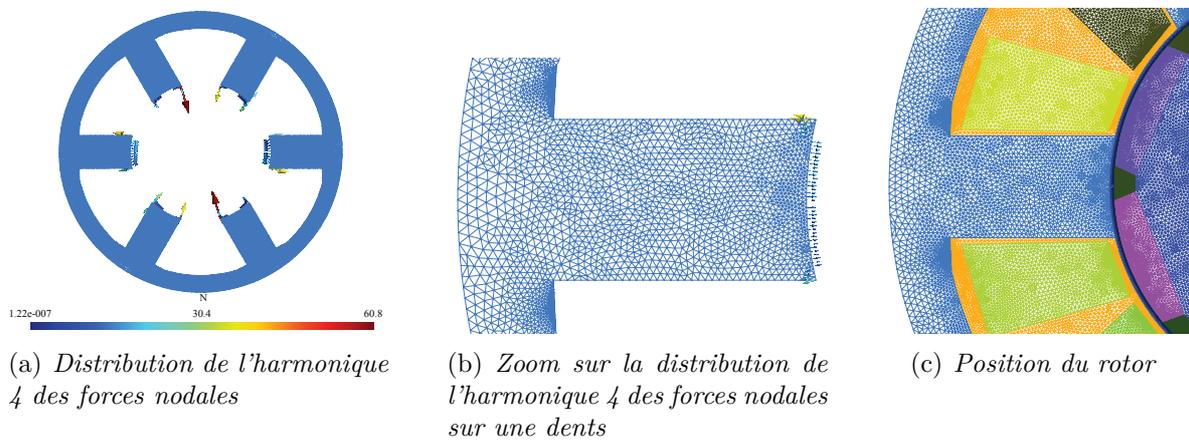


Figure 2.55 – Représentation de l'harmonique 4 des forces nodales

observées dans les figures 2.54 et 2.55 nous permet d'avoir une idée sur le mode qui sera excité. En effet, la structure sera excitée s'il y a une cohérence entre la distribution spatiale d'un harmonique de force et une déformée modale. Par conséquent, l'observation de la distribution spatiale de l'harmonique 2 et 4 nous fait envisager une déformation de type mode 2.

Dans ce qui suit, les déformées associées à l'harmonique 2 et l'harmonique 4 de la force totale (radial et tangentielle) sont donnés dans la figure 2.56(a),2.56(b).

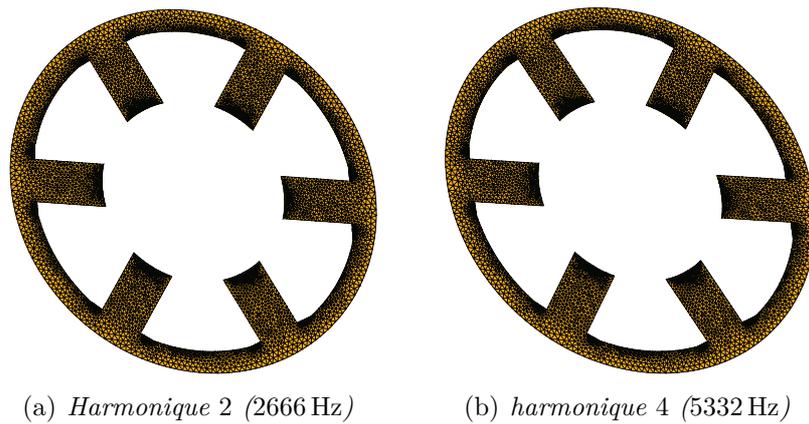


Figure 2.56 – Déformées associées à l'analyse harmonique

Ainsi, l'accélération et les déplacements sur un noeud externe peuvent être récupérés pour chaque harmonique de force totale. La figure 2.57 représente les diagrammes de l'accélération et du déplacement issues de l'analyse harmonique en charge.

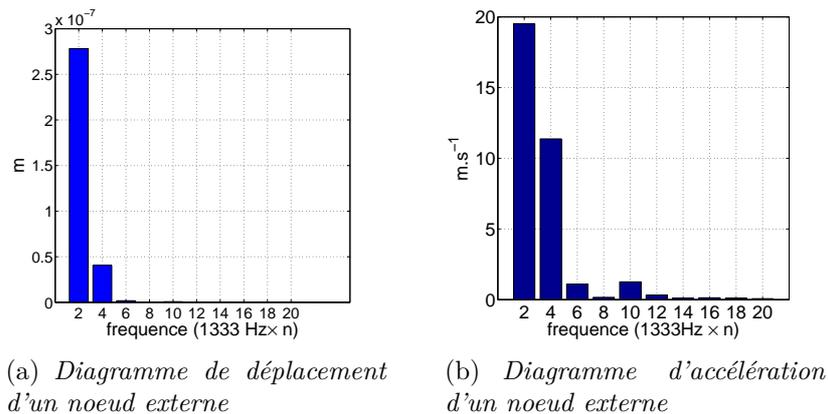


Figure 2.57 – Accélération et déplacement d'un noeud externe du stator au dessus d'une dent

La fréquence de fonctionnement de la machine est très élevée et peut se trouver dans le spectre des fréquences audibles notamment la fréquence du mode 2 ainsi nous pouvons nous attendre à ce que la machine présente un bruit à haute vitesse (10000 tr/min même voir peut être avant à 8000 tr/min). Ces travaux pourront servir pour mener une étude plus poussée par exemple dans le cas de l'optimisation de machines (cartographie de force radiales, minimisation des accélérations, etc.) ou pour traiter des problèmes de bruit acoustique.

## 2.8 Validation expérimentale

Deux prototypes de la machine LGEP ont été réalisés par l'entreprise Phénix-i. Dans la figure 2.58 des photos de cette machine sont présentées. Les machines ont été montées sur un banc au Laboratoire (voir l'annexe A).

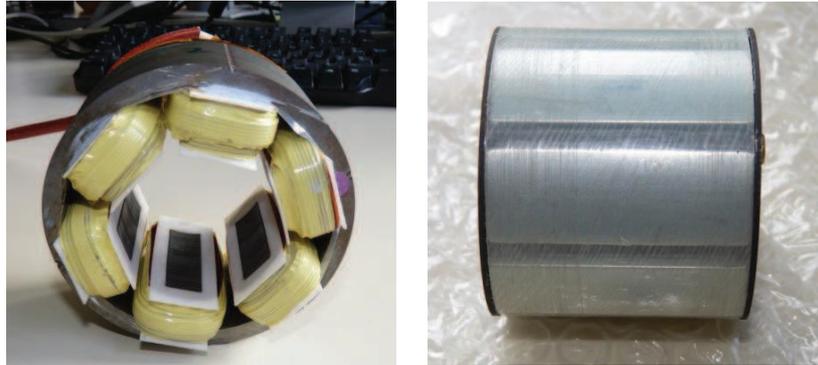


Figure 2.58 – Prototype de la machine LGEP

L'entreprise Phénix-i, pour des raisons techniques, a modifié le bobinage de la machine en utilisant deux fils par dents. Après montage sur banc des machines LGEP, des mesures ont été effectuées, nous allons les comparer dans cette partie aux modèles précédemment décrits.

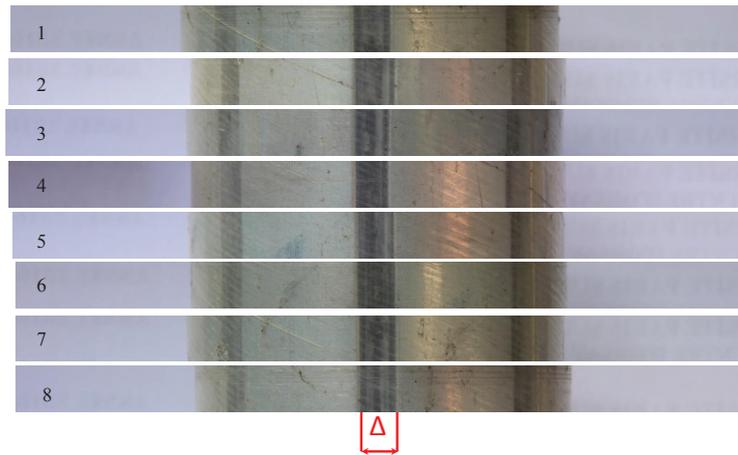
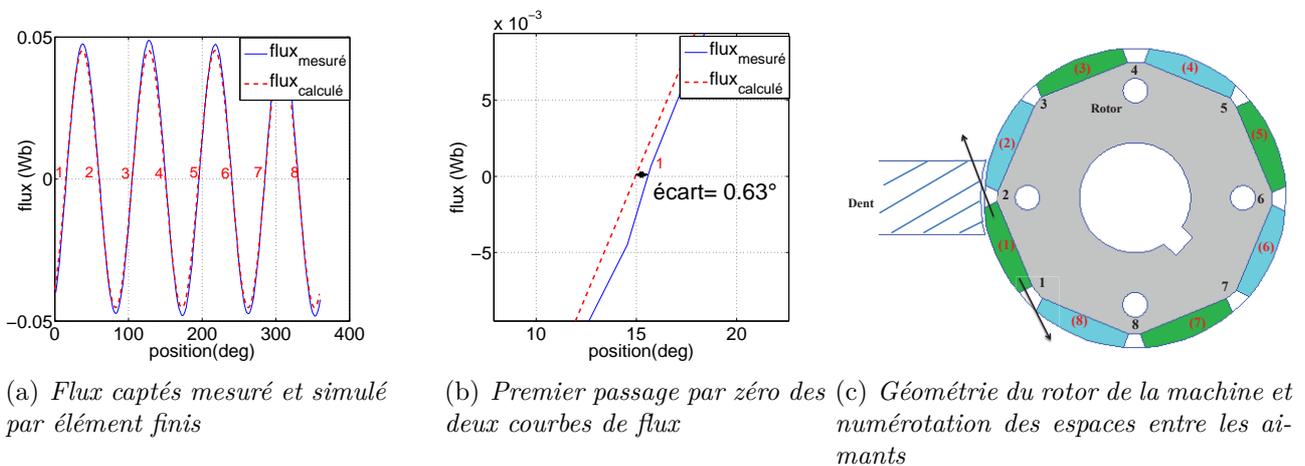
### 2.8.1 Mesures à vide

#### 2.8.1.1 Couple à vide

Nous avons constaté la présence d'un couple à vide important (bien plus que la valeur prévue lors du dimensionnement). Après avoir effectué les mesures de différentes constantes de la machine et des polarités des aimants, nous avons constaté que les espaces entre les aimants n'étaient pas tous identiques (cf. figure 2.59). Une mesure exacte de ces espaces ne pouvait se faire sans destruction de la frette.

Nous avons constaté que la mauvaise disposition des aimants se répercutait aussi sur les flux captés. Les passages par zéro du flux capté mesuré et du flux capté obtenu par le logiciel FEMM, ne se faisaient pas aux mêmes positions (cf. figure 2.60(a), 2.60(b)).

Dans le but de calculer exactement le couple à vide, Nous avons choisi d'exploiter cette caractéristique. Nous avons numéroté sur la figure 2.60(c) les espaces entre les aimants. Sur la figure 2.60(a) la numérotation correspond à la même que celle utilisée dans la figure 2.60(c).

Figure 2.59 – Espace  $\Delta$  entre chaque aimant

(a) Flux captés mesuré et simulé par élément finis

(b) Premier passage par zéro des deux courbes de flux

(c) Géométrie du rotor de la machine et numérotation des espaces entre les aimants

Figure 2.60 – Identification des espaces erronés entre les aimants

Lorsque l'espace (1) arrive juste en dessus d'une dent, le flux capté doit normalement être nul. Cependant un écart de  $0.63^\circ$  est constaté sur le flux capté mesuré (cf. figure 2.60(b)). Il en est de même lorsque les espaces 2 à 6 passent devant la dent.

Nous avons donc décalé les aimants (cf. figure 2.60(c) (flèches noires)) de manière à ce que les passages par zéro obtenus par éléments finis coïncident avec ceux obtenus expérimentalement. Les aimants 1, 2 et 4 sont donc décalés respectivement de 0.27 mm, 0.43 mm et 0.34 mm.

Le résultat des flux captés obtenus après modification de la géométrie dans le modèle éléments finis sont donnés dans la figure 2.61.

Le couple à vide estimé (avec les aimants déplacés) est comparé à la mesure sur la figure 2.62(a). Les décompositions en série de Fourier de ces couples sont données sur la figure 2.62(b).

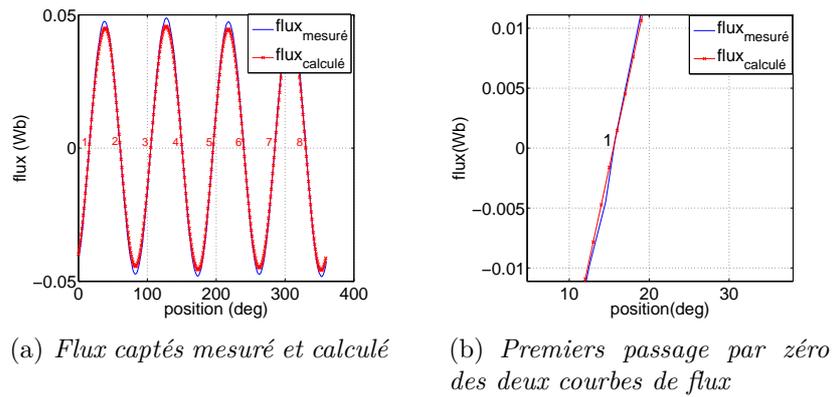


Figure 2.61 – Comparaison entre le flux capté mesuré et le flux capté calculé

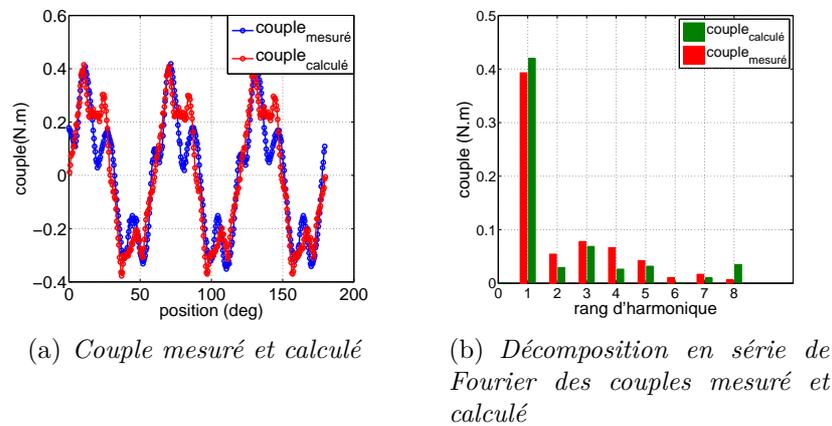


Figure 2.62 – Comparaisons entre le couple mesuré et le couple calculé

Nous remarquons que la forme d'onde du couple estimé est relativement proche du couple mesuré. La même remarque peut être effectuée concernant la décomposition.

### 2.8.1.2 Flux à vide

Pour compléter ces comparaisons une décomposition en série de Fourier est effectuée sur les courbes de flux captés. La figure 2.63 montre une comparaison entre le flux capté expérimental et le flux capté calculé (modèle de simulation adapté en concordance avec la machine réelle). Nous constatons que l'amplitude des deux flux captés est presque la même. La faible différence au niveau de l'amplitude peut provenir d'un écart au niveau de la caractéristique  $B(H)$  de l'acier ou de la valeur du champ rémanent des aimants.

Nous pouvons aussi remarquer que les courbes des deux flux captés sont quasi sinusoïdales et que le contenu harmonique est très faible voir négligeable.

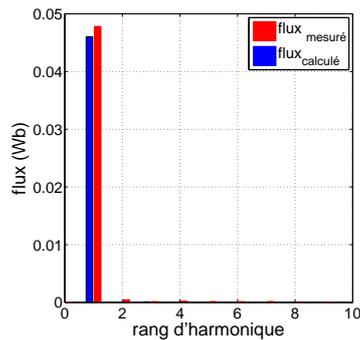
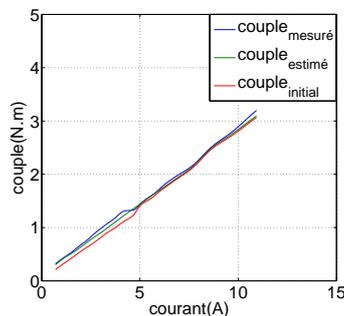


Figure 2.63 – Décomposition en série de Fourier des flux captés mesuré et calculé

## 2.8.2 Mesures en charge

Le but de cette partie a trait à l'élaboration de la caractéristique du couple maximum en fonction du courant maximum ( $C = f(I)$ ) à rotor bloqué, dans le cas de la machine saine (simulation), la machine avec défaut de positionnement des aimants (simulation) et expérimentalement sur le prototype. La figure 2.64 illustre cette comparaison et nous pouvons constater que les résultats obtenus sont proches les uns des autres.

Figure 2.64 – Comparaison de la fonction  $c=f(I)$ 

Dans un second temps nous avons fait fonctionner la machine en charge et nous avons relevé le couple moyen et les courants triphasés. Les courants triphasés ont été ensuite réutilisés dans les deux modèles de simulation (machine saine et machine avec défaut) pour obtenir le couple moyen en charge. Les résultats sont donnés dans le Tableau 2.10.

	expérimentation	Modèle sain	modèle avec défauts
Valeur du couple	1.82 N.m	1.74 N.m	1.73 N.m

Tableau 2.10 – Comparaison du couple en charge

Il y a une erreur de 6% entre le modèle simulé et la mesure (cette erreur peut être due à

une imprécision sur la caractéristique  $B(H)$  de l'acier utilisé ou sur l'induction rémanente des aimants).

Dans le cadre de cette caractérisation sur banc de test, des travaux supplémentaires pour la minimisation du couple de détente en utilisant la commande ont été réalisés et sont montrés dans l'annexe B.

## 2.9 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons montré le dimensionnement d'une machine électrique destinée à fonctionner dans un compresseur électrique. Dans un premier temps, une étude paramétrique utilisant un réseau de réluctances a été utilisée puis nous nous sommes appuyés sur un modèle numérique. Le dimensionnement a été effectué en respectant un cahier des charges imposé par l'entreprise Valeo. Dans un second temps, une étude multiphysique a été effectuée, le but était de caractériser la machine et de disposer d'un code permettant d'effectuer une étude plus approfondie notamment pour une éventuelle optimisation de la machine. Dans la troisième partie, le modèle utilisé lors du dimensionnement a été validé sur un banc de test du point de vue du couple à vide, du flux capté à vide et enfin du couple en fonction du courant.

Bien que respectant le cahier des charges et possédant des avantages en termes de refroidissement notamment, cette machine n'a pas été retenue dans la suite du projet. La réalisation industrielle du rotor risquait de poser des problèmes à cause de la frette et la mauvaise disposition des aimants. C'est pourquoi dans la suite des travaux (commande) qui sont présentés dans le chapitre suivant, une machine à aimants enterrés a été utilisée.

# Bibliographie

- [AND08] K. Ando, A. Yamada, I. Miki, M. Nakamura, "**Study on Improvement of Efficiency for Outer Rotor Type of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor**", *Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, 2008. SPEEDAM 2008. International Symposium on*, pp-599-602, 2008.
- [AYA10] S. Ayari, "**Etude des vibrations des machines à reluctance variable : influence des caractéristiques géométrique et de l'excentricité rotorique**", *thèse de doctorat*, Ecole Normale Supérieure de Cachan, 2010.
- [BAU12] F. Baudart, E. Matagne, B. Dehez, F. Labrique, "**Optimal current waveforms for torque control of permanent magnet synchronous machines with any number of phases in open circuit**", *ELSEVIER : Mathematics and Computers in Simulation*, 2012.
- [BES95] M. Besbes, "**Contribution à la modélisation numérique des phénomènes couplés magnéto-élastiques. Application à l'étude des vibrations d'origine magnétique dans les MRV**", *thèse de doctorat*, Université Paris 06, 1995.
- [BOM09] E. Bommé, "**Modélisation et Optimisation des Machines Electriques Discoides à Double Entrefer**", *thèse de doctorat*, Institut National Polytechnique de Grenoble, 2009.
- [BOS01] A. Bossavit, "**Computational Electromagnetism variational formulation, complementarity, edge elements**", *Academic press*, 2001
- [CHE08] Y. Chen, P. Pillay, "**Axial-flux PM wind generator with a soft magnetic composite core**", *Fourtieth IAS Annual Meeting of Industry Applications Conference*, Vol. 1, pp. 231-237, 2005.

- [COS10] A. Cosic, "**Analysis of a Novel Transverse Flux Machine with a Tubular Cross-section for Free Piston Energy Converter Application**", *thesis*, KTH School of Electrical Engineering of Sweden, 2010
- [DHA05] G. Dhatt, G. Touzot, E. Lefrançois, "**Méthode des éléments finis**", *Hermes*, 2005.
- [DUT07] R. Dutta, "**A segmented interior permanent magnet machine with wide field weakening range**", *PhD Thesis*, University of New South Wales, 2007.
- [FEMM] <http://www.femm.info/wiki/HomePage>
- [FEU05] F. Feudale, A. Odorico, M. Sica, F. Caricchi, F.G. Capponi, F. Crescimbin, "**Multi-stage axial-flux PM machine for direct-drives railway traction applications**", *Ship Propulsion and Railway Traction Systems Conference*, 2005.
- [FOU85] G. Fournet, "**Electromagnétisme à partir des équations locales**", *Masson*, 1985.
- [GAB99] M. Gabsi, F. Camus, M. Besbes, "**Computation and measurement of magnetically induced vibrations of switched reluctance machine**", *Electric Power Applications*, V. 146, pp. 463 - 470, 1999.
- [GRE03] S. Grehant, "**Contribution à l'étude de moteurs à flux transverse**", *thèse de doctorat*, Institut National Polytechnique de Grenoble, 2003.
- [HAA03] J. Haataja, "**a comparative performance study of four-pole induction motors and synchronous reluctance motors in variable speed drives**", *Phd thesis*, Lappeenranta University of Technology, 2003
- [HAS62] Z. Hashin, S. Shtrikman, "**A variational approach to the theory of the effective magnetic permeability of multiphase materials**", *Journal of Applied Physics*, Vol. 33, pp.3125-3131.
- [HEC06] M. Hecquet, "**Contribution à l'instrumentation de la démarche de conception des machines électriques**", *HDR*, Université des Sciences et Technologies de Lille, Décembre , 2006.
- [HLI08] S. Hlioui, "**Etude d'une machine synchrone à double excitation**", *Thèse de doctorat de l'Université de Technologie de Belfort-Montbéliard et de l'université de Besançon*, 2008.

- 
- [HIC09] S. Hicham, "**Contribution à l'étude de la machine synchrone à réductance variable**", *Thèse de doctorat*, Université de Biskra (UAL), Algérie, 2009.
- [HOR06] M. Horz, H.G. Herzog, A. Haas, "**Axial flux machine with single tooth fractional slot winding - Comparison of different winding design approaches**", *Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion*, Munchen, pp. 1444-1448, 2006
- [IDA97] N. Ida, J.P.A. Bastos, "**Electromagnetics and calculation of fields**", *Springer*, 1997.
- [IDO11a] M.L. Idoughi, "**Extraction de modèles thermiques simplifiés des machines électriques à partir d'un calcul du champ de températures**", *thèse de doctorat*, Université Paris Sud, 2011.
- [IDO11b] L. Idoughi, X. Mininger, F. Bouillault, E. Hoang, "**Reduced Thermal Model for Stator Slot**", *COMPUMAG*, pp. 1058-1059, June 2009.
- [IMB99] J.F. Imbert, "**Analyse des structures par éléments finis**", *Cépaduès-Editions*, 1979.
- [KAS02] G. Kastinger, R. Bosch, "**Design of a novel transverse flux machine**", *proceeding of ICEM*, Brugge, August 2002.
- [KAW08] M. Kawakami, N. Fujii, "**Analytical Study of New Type of Direct Drive Motor for Scroll Type of Compressor**", *ICEM Conference*, pp.1-6, 2008.
- [KRE07] G. Krebs, "**Etude, conception et réalisation d'un actionneur électromagnétique à mouvements linéaire et rotatif**", *thèse de doctorat*, Université des Sciences et Technologies de Lille 1, 2007.
- [LAN06] V. Lanfranchi, A. Ait-Hammouda, G. Friedrich, M. Hecquet, A. Randria, "**Vibratory and acoustic behavior of induction traction motors, machine design improvement**", *Industry Applications Conference*, Vol. 2, pp. 843-848, October, 2006.
- [LEG09] J. Legranger, "**Contribution à l'étude des machines brushless à haut rendement dans les applications de moteurs-générateurs embarqués**" *thèse de doctorat*, Université de Technologie de Compiègne, 2009.
-

- [LIU10] C-S. Liu, J-C. Hwang, P. Cheng, "**Design of Permanent Magnet Synchronous Motor with low cogging torque**", *International Power Electronics Conference*, pp. 1083-1087, 2010
- [MAG03] F. Magnussen, C. Sadarangani, "**Winding Factors and Joule losses of permanent magnet machines with concentrated winding**", *IEMDC Conference*, Vol. 1, pp 333-339, 2003.
- [MAN12] M. Mamount et L. Merouhalel, "**Simulation et détermination des paramètres de fabrication optimaux d'une génératrice "plate"**", *rapport de projet P11A08*, Polytech Clermont Ferrand, 2012
- [MAK06] Z. Makni, "**Contribution au Développement d'un Outil d'Analyse Multiphysique pour la Conception et l'Optimisation d'Actionneurs Electromagnétiques**", *thèse de doctorat*, Université Paris-Sud, 2006.
- [MEU02] G. Meunier, "**Modèles et formulations en électromagnétisme**", *Hermes*, 2002.
- [MIC97] R. Michaux, P. Letellier, "**Les machines discoïdes à champ axial dans les systèmes de propulsion électrique**", *Revue de l'électricité et d'électronique*, Vol. 3, pp 37-42, 1997
- [MIL81] G.W. Milton, "**Bounds on the transport and optical properties of a two component composite material**", *Journal of Applied Physics*, Vol. 52, pp. 5294-5304, 1981
- [MOG07] R.R. Moghaddam, "**Synchronous Reluctance Motor (SynRM) Design**", *Master thesis of KTH Electrical engineering*, 2007
- [POL02] H. Polinder, J.G. Sloopweg, M.J. Hoeijmakers, "**Modelling a linear PM motor including magnetic saturation**", *Power electronics, machines and drives*, 16-18 April 2002.
- [POL03] H. Polinder, J.G. Sloopweg, M.J. Hoeijmakers, "**Modelling of a linear PM machine including magnetic saturation and end effects : maximum force-to-current ratio**", *IEEE transaction on industry applications*, Vol. 39, N. 6, November/décember 2003.

- [RAM08] Raminosoa, B. Blunier, D. Fodorean, A. Miraoui, "**Design and Comparison of High Speed Switched and Synchronous Reluctance Machines to Drive the Compressor of an Automotive PEM Fuel Cell**", *ICEM Conference*, Vol.57, pp.2988-2997, 2008
- [Ram06] T. Raminosoa, "**Optimisation des performances des machines synchro-réductantes par réseaux de permeances**", *Thèse de doctorat*, Institut National Polytechnique de Lorraine, Octobre, 2006
- [REF06a] A. M. EL-Refai, T.M. Jahns, "**Scalability of surface PM machines with concentrated windings designed to achieve wide speed ranges of constant power operation**", *IEEE Energy Conversion*, Vol 21.2, pp 362-369, 2006.
- [REF06b] A. M. EL-Refai, T.M. Jahns, "**Impact of winding layer number and magnet type on synchronous surface PM machines designed for wide constant power speed range operation**", *IAS*, 2006.
- [SAI11] J. Saint-Michel, "**Bobinage des machines tournantes à courant alternatif**", *Technique de l'ingénieur*, 2011
- [SAD96] N. Sadowski, Y. Lefèvre, G.C. Nevec, M. Lajoie-Mazenc, "**Finite element coupled to electrical circuit equations in the simulation of switched reluctance drives : Attention to mechanical behaviour**", *IEEE Transactions on magnetics*, Vol. 32, N 3, pp. 1086-1089, mai 1996.
- [SEO11] U-J. Seo ,Y-D. Chun,J. HakChoi,P-W Han,D-H Koo,J. Lee, "**A Technique of Torque Ripple Reduction in Interior Permanent Magnet Synchronous Motor**", *IEEE Transactions on magnetics*, Vol. 47, N. 10, pp. 3240-3243, 2011.
- [SES11] B. Sesanga, "**Optimisation de Gammes : Application à la Conception des Machines Synchrones à Concentration de Flux**", *thèse de doctorat*, Université de Grenoble, 2011.
- [SOU09] J. Soulard, S.C. Belliard, K. Wand, "**Dimensionnement d'un moteur synchrone à aimants permanents démarrant sur le réseau pour pompes immergées**", pp. 1-5, 2009.

- [VRI04] A.D. Vries, "**Commande et dimensionnement de machines à réluctance variable à double saillance pour application alerno-démarreur automobile**", *Thèse de doctorat*, Ecole Normale Supérieure, 2004.
- [ZHU07] Z.Q. Zhu, D. Howe, "**Electrical Machines and Drives for Electric, Hybrid, and fuel cell vehicles**", *Proceeding of the IEEE*, Vol 95, N. 4, pp 746-765, 2007.



# Chapitre 3

## Commande de la machine synchrone à aimants permanents

### Sommaire

---

<b>3.1</b>	<b>Introduction</b>	<b>103</b>
<b>3.2</b>	<b>Modélisation du moteur synchrone à aimants permanents</b>	<b>105</b>
3.2.1	Equations électriques	105
3.2.1.1	Equations électriques en triphasé	105
3.2.1.2	Transformation de Clarke	106
3.2.1.3	Transformation de Park	108
3.2.2	Equations mécaniques	109
3.2.3	Modèle d'état non-linéaire de la machine	110
3.2.4	Modèle d'état linéaire de la MSAP	110
<b>3.3</b>	<b>Commande vectorielle de la machine</b>	<b>111</b>
3.3.1	Principe de la commande vectorielle	111
3.3.2	Contrôle des courants et découplage des axes d-q	112
<b>3.4</b>	<b>Commande basée sur des régulateurs RST</b>	<b>113</b>
3.4.1	Régulateur RST classique	113
3.4.1.1	Dimensionnement du correcteur	113
3.4.1.2	Application à la MSAP	116
3.4.1.3	Résultats de simulation et d'expérimentation	116
3.4.1.3.1	Simulation : test sain [0 – 2500] tr/min	117

---

3.4.1.3.2	Simulation : test de robustesse [0 – 2500] tr/min . . . . .	118
3.4.1.3.3	Expérimentation : test sain [0 – 2500] tr/min . . . . .	118
3.4.1.3.4	Expérimentation : test de robustesse [0 – 2500] tr/min . . . . .	118
3.4.1.3.5	Simulation : test sain [3000 – 7000] tr/min . . . . .	119
3.4.1.3.6	Analyse . . . . .	119
3.4.2	Régulateur RST pour une consigne polynomiale . . . . .	120
3.4.2.1	Dimensionnement du correcteur . . . . .	121
3.4.2.2	Résultats de simulation et d’expérimentation . . . . .	123
3.4.2.2.1	Simulation : test sain [0 – 2500] tr/min . . . . .	123
3.4.2.2.2	Simulation : test de robustesse [0 – 2500] tr/min . . . . .	123
3.4.2.2.3	Expérimentation : test sain [0 – 2500] tr/min . . . . .	124
3.4.2.2.4	Expérimentation : test de robustesse [0 – 2500] tr/min . . . . .	124
3.4.2.2.5	Simulation : test sain [3000 – 7000] tr/min . . . . .	125
3.4.2.2.6	Analyses . . . . .	126
<b>3.5</b>	<b>Commande basée sur la passivité . . . . .</b>	<b>127</b>
3.5.1	Introduction . . . . .	127
3.5.2	Equations d’Euler-Lagrange . . . . .	129
3.5.3	Système Hamiltonien Commandé par Port . . . . .	130
3.5.4	Méthodologie d’Assignation d’Interconnexion et d’Amortissement IDA-PBC131	
3.5.5	Commande basée sur l’IDA-PBC pour le contrôle de la MSAP . . . . .	133
3.5.5.1	Modèle PCH de la MSAP . . . . .	133
3.5.5.2	Contrôleur IDA-PBC . . . . .	134
3.5.5.3	Réglage de la commande . . . . .	136
3.5.5.4	Estimation du couple de charge . . . . .	136
3.5.5.5	Résultats de simulation et d’expérimentation . . . . .	137
3.5.5.5.1	Simulation : test sain [0 – 2500] tr/min . . . . .	137
3.5.5.5.2	Simulation : test de robustesse [0 – 2500] tr/min . . . . .	137
3.5.5.5.3	Expérimentation : test sain [0 – 2500] tr/min . . . . .	138
3.5.5.5.4	Expérimentation : test de robustesse [0 – 2500] tr/min . . . . .	138
3.5.5.5.5	Test pour une période d’échantillonnage de 300 $\mu$ s . . . . .	138
3.5.6	Commande IDA-PBC échantillonnée . . . . .	139

---

3.5.6.1	Introduction . . . . .	139
3.5.6.2	Application à un système simple . . . . .	141
3.5.6.3	Application à la MSAP . . . . .	142
3.5.6.4	Résultats de simulation et d'expérimentation . . . . .	143
3.5.6.4.1	Simulation : test sain [0 – 2500] tr/min à $T_e = 300 \mu s$ .	143
3.5.6.4.2	Simulation : test de robustesse [0 – 2500] tr/min à $T_e =$ 300 $\mu s$ . . . . .	143
3.5.6.4.3	Expérimentation : test sain [0 – 2500] tr/min à $T_e = 300 \mu s$	144
3.5.6.4.4	Expérimentation : test de robustesse [0 – 2500] tr/min à $T_e = 300 \mu s$ . . . . .	145
3.5.6.4.5	Simulation : test de robustesse [0 – 2500] tr/min à $T_e =$ 500 $\mu s$ . . . . .	145
3.5.6.4.6	Expérimentation : test de robustesses [0 – 2500] /tr/min à $T_e = 500 \mu s$ . . . . .	146
3.5.6.4.7	Analyse du coût algorithmique . . . . .	147
<b>3.6</b>	<b>Conclusion . . . . .</b>	<b>147</b>
	<b>Références . . . . .</b>	<b>148</b>

---

## 3.1 Introduction

Les échanges thermiques dans le compresseur et principalement dans le moteur induisent des variations paramétriques dans la machine sur la résistance et l'inductance. Afin de prendre en compte ces contraintes lors du pilotage du moteur, l'utilisation d'un contrôleur robuste vis-à-vis des variations paramétriques est nécessaire. Outre le fait de concevoir une commande robuste dans le cadre de ce projet industriel, il est économiquement nécessaire de développer une loi de commande sans capteur mécanique implantable sur des microcontrôleurs de faibles performances. Dans ce chapitre, nous présentons la commande avec capteur mécanique. La commande sans capteur mécanique sera présentée dans le chapitre suivant.

Généralement, dans le cas des machines tournantes, la stratégie de commande vectorielle (commande à flux orienté) est employée. Afin d'assurer un contrôle sécuritaire des grandeurs internes (courants), sa mise en œuvre est basée sur la stratégie des boucles imbriquées : une boucle de vitesse externe et deux boucles de courants internes [SON08].

Une multitude de techniques sont utilisées pour le pilotage des grandeurs électriques et mécaniques, à savoir la commande par platitude [CAZ97], la commande basée sur les modes glissants [EBR03, HAS06, PLE07, TAL09, LI09], commande LQI [CAR08], commande prédictive [MAR09], la commande passive [MAR09, PET01, ORT98], régulateur RST [KHA11], etc. La commande par platitude consiste principalement à générer une trajectoire désirée et de linéariser un système non linéaire autour de cette trajectoire, puis de construire un bouclage linéaire non stationnaire de poursuite de trajectoire [CAZ97, FLI92, ROT07].

En ce qui concerne la commande prédictive, son utilisation commence à prendre de l'ampleur dans le domaine des systèmes électriques. Elle combine la prédiction du procédé avec la commande de rétroaction. Elle est basée sur une résolution répétitive à chaque pas de temps d'un problème de commande optimale. Néanmoins, ce type de commande a un inconvénient qui se résume au coût algorithmique élevé.

La commande par mode glissant est une commande robuste dédiée au contrôle des systèmes non linéaires. L'inconvénient principal de ce type de commande est la difficulté de son application en industrie. Néanmoins, [LAG07, FRI02] a proposé une extension de cette loi de commande pour palier à l'inconvénient du broutement [EBR03, TAL09].

La commande LQI consiste en la minimisation d'un critère quadratique pour la synthèse du ou des gains du régulateur. Dans [CAR08], cette commande a été combinée avec un placement

de pôles dominants. Le but est premièrement de proposer un réglage du coefficient  $Q$  pour améliorer la commande en terme de dépassement et rapidité de la synthèse. Deuxièmement il s'agit d'améliorer la robustesse par le biais de la commande par retour d'état. Cette commande possède de bonnes performances néanmoins le coût algorithmique est relativement élevé par rapport à d'autres lois de commande.

La commande passive (PBC : Passivity-Based Control) est basée sur le façonnement de la structure interne désirée et l'injection d'un amortissement de façon à dissiper l'énergie de tout le système [MAR09, PET01, ORT98]. Enfin, des régulateurs plus standards comme le régulateur RST sont basés sur le placement de pôle robuste.

Dans notre cas, la stratégie de commande vectorielle (FOC :Flux Oriented Control) est utilisée pour le contrôle de la machine. Deux approches sont développées et étudiées pour le pilotage en considérant les contraintes sur les variations paramétriques et le coût algorithmique (optimisation de la période d'échantillonnage). La première technique est un contrôleur RST basé sur le placement de pôle robuste. La structure à trois branches R, S et T permet :

- Gérer indépendamment les dynamiques de poursuites et la dynamique de la réjection de perturbation,
- Spécifier indépendamment les temps de montée et le dépassement sur la consigne,
- Prendre en compte les retards purs, la nature des perturbations et des consignes dans la synthèse du régulateur,
- Obtention d'une régulation robuste vis-à-vis des variations paramétriques.

La deuxième loi de commande est une commande basée sur la passivité. Cette méthode a été proposée pour les systèmes qui peuvent être écrits sous la forme d'un modèle Hamiltonien commandé par port (PCH). L'un des avantages à utiliser les modèles PCH est de mettre en évidence des structures d'interconnexion et d'amortissement de façon à dissiper toute l'énergie du système et ainsi préserver la stabilité. Dans ce qui suit, nous allons présenter dans un premier temps le modèle de la machine en vue de la commande vectorielle classique avec capteur. Dans un deuxième temps, deux structures RST sont développées dans le cas d'une machine synchrone et sont comparées du point de vue précision, robustesse et sensibilité. Ensuite, deux régulateurs basés sur la passivité sont développés et utilisés sur les boucles internes (courant). Enfin, pour des raisons de coût du microcontrôleur et coût de développement en virgule fixe, une nouvelle loi de commande est proposée sur la base de la passivité classique afin de réduire le rapport nombre d'opérations sur période d'échantillonnage et ainsi gagner sur la fabrication série d'un

microcontrôleur.

## 3.2 Modélisation du moteur synchrone à aimants permanents

### 3.2.1 Equations électriques

#### 3.2.1.1 Equations électriques en triphasé

Dans notre étude, la machine utilisée a une configuration triphasée couplée en étoile constituée de 15 encoches au stator. Elle est constituée de 5 bobines par phase connectées en série (cf. Figure 3.1) et d'un rotor à pôles saillants constitué de 10 aimants (5 paires de pôles). Pour des raisons de confidentialité les dimensions de cette machine ne seront pas données. La machine a été dimensionnée pour obtenir les caractéristiques suivantes :

- Un couple de 5 N.m à 10000 tr/min,
- Des ondulations de couple relativement faibles (0.1 N.m),
- Une structure peu bruyante,

A partir des caractéristiques citées précédemment, le modèle électrique de la machine est décrit par les équations suivantes [VAS98, LEO96, LOU04, KRI01] :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi_a \\ \Psi_b \\ \Psi_c \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

où  $v_a, v_b, v_c$  présentent les tensions triphasées,  $i_a, i_b, i_c$  représentent les courants triphasés statorique,  $\Psi_a, \Psi_b$  et  $\Psi_c$  les flux totaux à travers les bobines statoriques et  $R_s$  représente la résistance statorique.

L'expression des flux est :

$$\begin{bmatrix} \Psi_a \\ \Psi_b \\ \Psi_c \end{bmatrix} = [L_{ss}] \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Psi_{af} \\ \Psi_{bf} \\ \Psi_{cf} \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

avec

$$\begin{bmatrix} \Psi_{af} \\ \Psi_{bf} \\ \Psi_{cf} \end{bmatrix} = \Psi_f \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

où  $\Psi_f$  est le flux maximum capté dus aux aimants.

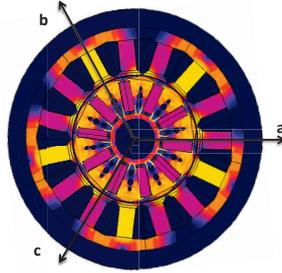


Figure 3.1 – Représentation de la machine dans le référentiel triphasé ( $a, b, c$ ).

Dans le cas des machines à pôles saillants, la matrice d'inductance statorique  $[L_{ss}]$  est fonction de la position du rotor. Elle se compose de deux termes : un premier terme constant  $[L_{s0}]$  et un second terme  $[L_{sv}]$  dépendant de la position électrique  $\theta$  du rotor. Le terme  $[L_{s0}]$  a pour expression :

$$[L_{s0}] = \begin{bmatrix} L_{so} & M_{so} & M_{so} \\ M_{so} & L_{so} & M_{so} \\ M_{so} & M_{so} & L_{so} \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

et le terme  $[L_{sv}]$  s'écrit comme suit :

$$[L_{sv}] = L_{sv} \begin{bmatrix} \cos(2\theta) & \cos(2\theta - 2\pi/3) & \cos(2\theta + 2\pi/3) \\ \cos(2\theta - 2\pi/3) & \cos(2\theta + 2\pi/3) & \cos(2\theta) \\ \cos(2\theta + 2\pi/3) & \cos(2\theta) & \cos(2\theta - 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

### 3.2.1.2 Transformation de Clarke

Les composantes homopolaires sont supposées nulles, donc les composantes triphasées sont équilibrées. La matrice de transformation de Clarke  $[C_{32}]$  du repère triphasé vers le repère

diphasé  $(\alpha, \beta)$  est :

$$[C_{32}] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

La matrice de transformation inverse est représentée comme suit :

$$[C_{23}] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

Le passage des grandeurs triphasées aux grandeurs diphasées est représenté par l'équation suivante :

$$(x_2) = [C_{32}] (x_3) \quad (3.8)$$

où  $x_3$  représente les grandeurs triphasées,  $x_2$  représente les grandeurs diphasées. La représentation géométrique de cette transformation est montrée dans la figure 3.2.

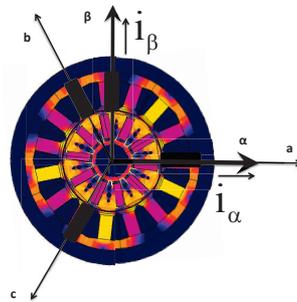


Figure 3.2 – Machine dans le repère de Clarke.

En appliquant cette transformée à l'équation (3.1), on obtient :

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi_\alpha \\ \Psi_\beta \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

avec

$$\begin{bmatrix} \Psi_\alpha \\ \Psi_\beta \end{bmatrix} = [L_{\alpha\beta}] \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Psi_{f\alpha} \\ \Psi_{f\beta} \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

### 3.2.1.3 Transformation de Park

La transformation de Park diphasée/diphasée consiste à faire une rotation de  $\theta$  du repère  $(\alpha, \beta)$  pour converger vers un nouveau repère  $(d, q)$  comme illustré dans la figure 3.3.

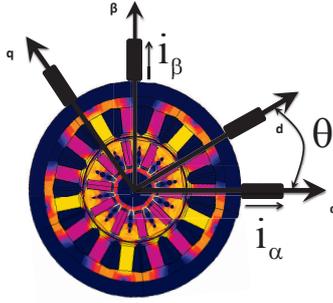


Figure 3.3 – Machine dans le repère de Park.

Cette rotation appelée transformation de Park est donnée comme suit :

$$[P(\theta)] = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

La matrice de transformation inverse  $[P(\theta)]^{-1}$  est

$$[P(\theta)]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

avec  $[P(\theta)]^{-1} = [P(-\theta)]$ . Le passage des grandeurs diphasées  $(\alpha, \beta)$  aux grandeurs diphasées  $(d, q)$  est :

$$(x_{dq}) = P(\theta)(x_2) \quad (3.13)$$

En appliquant cette transformation à l'équation (3.9), on obtient :

$$P(\theta) \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = R_s P(\theta) \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + P(\theta) \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi_\alpha \\ \Psi_\beta \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + P(\theta) \frac{d}{dt} \left( P(-\theta) \begin{bmatrix} \Psi_d \\ \Psi_q \end{bmatrix} \right) \quad (3.15)$$

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi_d \\ \Psi_q \end{bmatrix} + \omega \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_d \\ \Psi_q \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

avec  $v_d$ ,  $v_q$ ,  $i_d$ ,  $i_q$ ,  $\psi_d$  et  $\psi_q$  qui sont respectivement les tensions, les courants et les flux dans le repère (d, q).  $\omega$  représente la vitesse électrique où  $\omega = p\Omega$  avec  $\Omega$  la vitesse mécanique et  $p$  le nombre de paires de pôles. Les équations des flux de la machine sont données comme suit :

$$\begin{bmatrix} \Psi_d \\ \Psi_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Phi \\ 0 \end{bmatrix} \quad \text{avec} \quad \Phi = \sqrt{\frac{3}{2}} \Psi_f \quad (3.17)$$

où  $L_d$  et  $L_q$  sont les inductances directe et en quadrature. En prenant les flux définis dans (3.17) et en les remplaçant dans l'équation (3.16), on obtient :

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \omega \begin{bmatrix} 0 & -L_q \\ L_d & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \omega \begin{bmatrix} 0 \\ \Phi \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

Dans le cas d'une machine synchrone à aimants permanents à pôles saillants  $L_d \neq L_q$ , le couple électromagnétique développé par la machine synchrone s'écrit de la manière suivante :

$$C_{em} = p(\Phi + (L_d - L_q)i_d)i_q \quad (3.19)$$

Si le rotor est à pôles lisses ( $L_d = L_q$ ), cette équation se simplifie :

$$C_{em} = p\Phi i_q \quad (3.20)$$

### 3.2.2 Equations mécaniques

Les parties mécanique et électrique de la machine sont liées par l'équation :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f \Omega \quad (3.21)$$

où  $C_r$  est le couple de charge,  $J$  et  $f$  sont respectivement le moment d'inertie des parties tournantes et le coefficient de frottements visqueux de l'ensemble machine-charge.

### 3.2.3 Modèle d'état non-linéaire de la machine

Le modèle d'état de la machine est établi dans le référentiel (d, q). Les tensions  $(v_d, v_q)$  sont choisies comme l'entrée du système  $[u]$ , les courants  $(i_d, i_q)$  ainsi que la vitesse de rotation électrique du rotor  $\omega$  sont choisies comme état  $[x]$  et sortie  $[y]$  du système.

Le modèle d'état de la machine dans le repère (d, q) est représenté par l'équation d'état non-linéaire suivante :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \omega \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} i_q \omega \\ -\frac{R_s}{L_q} i_q - \frac{L_d}{L_q} i_d \omega - \frac{\Phi}{L_q} \omega \\ \frac{p^2}{J} (L_d - L_q) i_q i_d + \frac{p^2}{J} \Phi i_q + \frac{p}{J} C_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

Ce modèle est non linéaire à cause des termes  $i_d \omega$ ,  $i_q \omega$  et  $i_d i_q$ . Le couple de charge  $C_r$  est une entrée du système non-commandable et considéré comme une perturbation à compenser par un régulateur de vitesse ou un observateur de charge.

### 3.2.4 Modèle d'état linéaire de la MSAP

Le modèle d'état décrit par l'équation (3.22) est non-linéaire. Si on souhaite mettre en œuvre des régulateurs linéaires, on doit s'appuyer sur des modèles linéaires. Dans le cadre de la MSAP, ce modèle est obtenu à partir de l'équation (3.22) dans laquelle on suppose que la vitesse évolue moins rapidement que les grandeurs électriques. Dans ce cas, le modèle représentatif de la partie électrique s'écrit :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \frac{L_q}{L_d} \omega \\ -\frac{L_d}{L_q} \omega & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q - \Phi \omega \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

La matrice de transfert du système  $[Y(s)]$  est définie par :

$$\begin{bmatrix} i_d(s) \\ i_q(s) \end{bmatrix} = [Y(s)] \begin{bmatrix} v_d(s) \\ v_q(s) \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

$$[Y(s)] = \frac{1/R_s}{D(s)} \begin{bmatrix} 1 + \tau_q s & \omega \tau_q \\ -\omega \tau_d & 1 + \tau_d s \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

$$D(s) = (1 + \tau_d s)(1 + \tau_q s) + \omega^2 \tau_d \tau_q \quad (3.26)$$

On peut alors synthétiser les régulateurs de courant par les méthodes classiques de l'automatique linéaire telle que le placement de pôles robuste.

## 3.3 Commande vectorielle de la machine

### 3.3.1 Principe de la commande vectorielle

L'idée fondamentale de cette méthode de commande est de ramener le comportement de la MSAP au comportement de la machine à courant continu. Cette méthode se base sur la transformation des variables électriques de la machine vers un référentiel qui tourne avec le vecteur du flux. Le principe va donc consister à contrôler la position et l'amplitude du vecteur courant statorique dans un référentiel dont l'un des axes est judicieusement choisi. Dans le cas de la MSAP, le repère communément admis est le repère tournant (d, q) dont l'axe d est aligné avec le champ créé par les aimants du rotor. La composante du courant dans l'axe d permet de modifier (si nécessaire) l'état magnétique de la machine et la composante en quadrature permet de contrôler le couple. La mise en œuvre de cette commande passe par :

- La détermination de la position mécanique du rotor,
- La mise en place des transformations pour les changements de référentiel (Park et Park inverse).
- La mise en place de régulateurs de courant,
- La mise en place d'un correcteur de position ou/et de vitesse,

La figure 3.4 représente la structure de la commande vectorielle. Comme on peut le voir, elle se compose de trois boucles : deux boucles de courant et une boucle externe de vitesse. Dans ce qui suit, nous allons montrer le calcul des régulateurs de courant et de vitesse. Les régulateurs utilisés sont des régulateurs numériques de type RST (PID généralisé)

### 3.3.2 Contrôle des courants et découplage des axes d-q

Généralement les machines sont alimentées par un onduleur de tension et le contrôle des courants est effectué par le biais des tensions appliquées au stator. Les équations contiennent des termes de couplage qui sont proportionnels à la vitesse. Ainsi pour élaborer des commandes simples sur les bases des outils de l'automatique linéaire des systèmes SISO(single input-single output), les deux termes de couplage des axes d-q sont considérés comme des perturbations et compensés par la stratégie de commande.

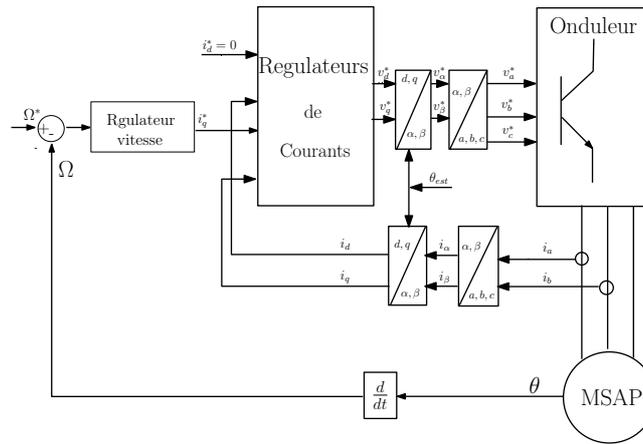


Figure 3.4 – Structure de commande vectorielle.

A partir des équations (3.23), on remarque que les courants  $i_d$  et  $i_q$  dépendent simultanément des grandeurs d'entrée  $v_d$  et  $v_q$ . Nous avons ici un système multi-variables à 2 entrées et 2 sorties couplées. Nous pouvons écrire :

$$L_d \frac{di_d}{dt} + R_s i_d = v'_d = v_d - E_d \quad (3.27)$$

$$L_q \frac{di_q}{dt} + R_s i_q = v'_q = v_q - E_q \quad (3.28)$$

où  $E_d$  et  $E_q$  sont des termes homogènes à une force électromotrices qui agissent comme des perturbations à compenser.

$$\begin{aligned} E_d &= -\omega L_q i_q \\ E_q &= \omega L_d i_d + \omega \Phi \end{aligned} \quad (3.29)$$

Ainsi, en compensant ces termes de couplages, on peut se ramener à trois systèmes du premier ordre qui vont faciliter la synthèse des régulateurs. Dans ce qui suit et dans un premier temps des régulateurs

de type RST basés sur le placement de pôles robuste sont utilisés pour le contrôle de la machine.

## 3.4 Commande basée sur des régulateurs RST

La commande basée sur les régulateurs RST est une technique de commande pour les systèmes SISO. Le dimensionnement du correcteur RST consiste à synthétiser trois polynômes  $R$ ,  $S$  et  $T$  sur la base d'un placement de pôles robuste [KHA11, SHI07, CAM10, SHI02, PIN10, AND09a, AND09b, MEK10].

### 3.4.1 Régulateur RST classique

#### 3.4.1.1 Dimensionnement du correcteur

Soit un système et une commande représentés dans la figure 3.5 où  $\frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})}$  représente la fonction de transfert du système à commander.

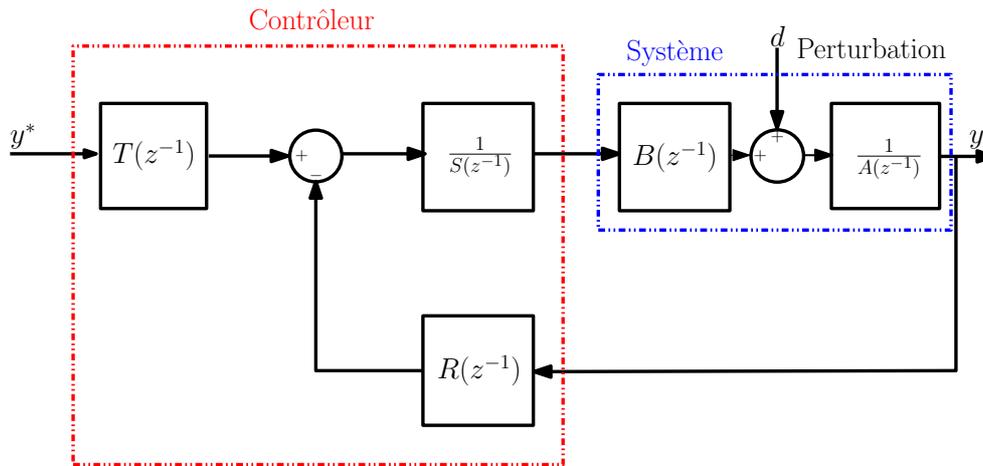


Figure 3.5 – Structure du correcteur RST

Ainsi, d'après ce schéma, la fonction de transfert en boucle fermée est :

$$y = \frac{B_m(z^{-1})}{A_m(z^{-1})} = \frac{B(z^{-1})T(z^{-1})}{A(z^{-1})S(z^{-1}) + B(z^{-1})R(z^{-1})} y^* + \frac{S(z^{-1})}{A(z^{-1})S(z^{-1}) + B(z^{-1})R(z^{-1})} d \quad (3.30)$$

avec  $y$  la sortie du système,  $y^*$  la référence et  $d$  une perturbation.  $R(z^{-1})$  et  $S(z^{-1})$  sont des polynômes et solutions de l'équation de Diophantine appelée également équation de Bézout, à savoir :

$$A(z^{-1})S(z^{-1}) + B(z^{-1})R(z^{-1}) = A_m(z^{-1}) \quad (3.31)$$

où le polynôme  $A_m$  est défini par le concepteur (choix de la dynamique de la boucle fermée).

Pour dimensionner ce correcteur, deux conditions doivent être respectées :

- $T(1) = R(1)$  afin d'obtenir un gain statique unitaire entre  $y^*$  et  $y$  en régime permanent,
- $S(1) = 0$  pour assurer un rejet de la perturbation  $d$  en régime permanent.

Enfin,  $T(z^{-1})$  est un filtre dont le concepteur a le choix, pour déterminer la réponse souhaitée du système bouclé (réponse d'un système du premier, second ou troisième ordre).

Généralement un correcteur strictement propre (causal) est choisi lors de la conception. De ce fait, le degré des polynômes  $R$  et  $S$  est le suivant :

- $\deg(S) = \deg(A) + 1$
- $\deg(R) = \deg(A)$
- $\deg(D) = \deg(R) + \deg(S)$

Supposant un système du premier ordre régi par sa fonction de transfert dans le domaine de Laplace :

$$G_{bo}(p) = \frac{B(p)}{A(p)} \quad (3.32)$$

avec  $B(p) = K$  et  $A(p) = p + p_0$ . La représentation du système en boucle ouverte dans le domaine discret est donnée comme suit :

$$G_{bo}(z^{-1}) = \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})} \quad (3.33)$$

avec  $B(z^{-1}) = K_0(1 - z_0)z^{-1}$ ,  $A(z^{-1}) = 1 - z_0z^{-1}$ ,  $z_0 = e^{-p_0T_e}$  et  $K_0 = \frac{K}{p_0}$ ,  $T_e$  étant la période d'échantillonnage. En se référant aux hypothèses précédentes, il en découle que le  $\deg(A) = 1$ ,  $\deg(R) = 1$  et  $\deg(S) = 2$ , ainsi :

$$R(z^{-1}) = r_0 + r_1z^{-1} \quad (3.34)$$

$$S(z^{-1}) = (1 - z^{-1})(s'_0 + s'_1z^{-1}) \quad (3.35)$$

Les pôles du système en boucle fermée sont imposés dans le domaine continu, puis transposés dans le domaine discret à l'intérieur du cercle unité pour assurer la stabilité en boucle fermée :

$$z_{1,2} = e^{(-\xi\omega_0 \pm j\omega_0\sqrt{1-\xi^2})T_e} \quad (3.36)$$

$$z_3 = e^{-\omega_0T_e} \quad (3.37)$$

D'après les expressions des pôles, on peut avoir deux pôles complexes conjugués et un troisième strictement réel ou trois pôles réels.

Ainsi, le polynôme  $A_m(z^{-1})$  qui représente l'équation de Diophantine est de degré trois et peut

être exprimé sous la forme suivante :

$$A_m(z^{-1}) = (1 - z_1 z^{-1})(1 - z_2 z^{-1})(1 - z_3 z^{-1}) \quad (3.38)$$

Les polynômes  $S$  et  $R$  peuvent être déterminés par identification à partir de l'égalité définie comme suit :

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ -(1+z_0) & 1 & K_0(1+z_0) & 0 \\ z_0 & -(1+z_0) & 0 & K_0(1+z_0) \\ 0 & z_0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s'_0 \\ s'_1 \\ r_0 \\ r_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_0 \\ d_1 \\ d_2 \\ d_3 \end{bmatrix} \quad (3.39)$$

avec  $d_0, d_1, d_2, d_3$  les coefficients de l'équation de Diophantine qui sont obtenus après développement de l'équation (3.38). Pour la protection des composants un dispositif d'anti-windup est mis en œuvre comme illustré dans la figure 3.6.

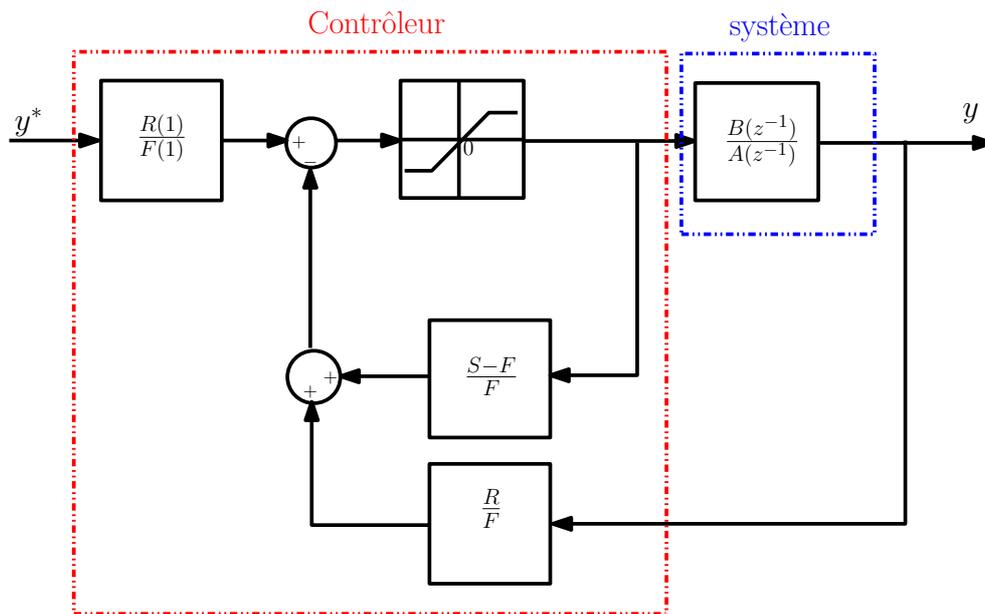


Figure 3.6 – La structure du correcteur RST avec anti-windup

Comme il a été déjà mentionné précédemment, le polynôme  $T$  est dimensionné suivant le choix du concepteur. L'expression pour le déterminer est donnée comme suit :

$$T(z^{-1}) = \frac{R(1)}{F(1)} F(z^{-1}) \quad (3.40)$$

avec  $F$  est un filtre qui contient les pôles qui sont choisis pour être compensés afin d'imposer une dynamique en boucle fermée souhaitée (réponse du premier, deuxième ou troisième ordre). Dans notre

cas, nous avons choisi de compenser deux pôles pour se ramener à un système du premier ordre.

#### 3.4.1.2 Application à la MSAP

Sous les hypothèses que la dynamique des grandeurs mécaniques est plus lente que la dynamique des grandeurs électriques et aussi ainsi que le découplage des axes d et q est parfait, alors la dynamique des courants électriques est décrite par deux équations du premier ordre, à savoir les équations (3.27) et (3.28). A partir des équations citées précédemment et en utilisant la transformée de Laplace, nous obtenons les deux fonctions de transfert suivantes :

$$\frac{i_d}{v_d'} = \frac{1}{p + \frac{R_s}{L_d}} \quad (3.41)$$

$$\frac{i_q}{v_q'} = \frac{1}{p + \frac{R_s}{L_q}} \quad (3.42)$$

Ainsi que l'équation de la mécanique dont la fonction de transfert est définie comme suit :

$$\frac{\Omega}{i_q} = \frac{\frac{P\phi}{J}}{p + \frac{f}{J}} \quad (3.43)$$

En observant ces trois fonctions de transfert, nous remarquons qu'elles ont toutes les deux la même expression que la fonction de transfert générique définie dans l'équation (3.32). Ainsi, la démarche définie précédemment peut être adoptée afin de concevoir les trois correcteurs RST.

#### 3.4.1.3 Résultats de simulation et d'expérimentation

Dans cette section, nous présentons les résultats de simulation et d'expérimentation obtenus avec la loi de commande présentée précédemment. Le modèle de la MSAP utilisé pour les simulations est celui donné par (3.22). La période d'échantillonnage  $T_e$  des grandeurs électriques est fixée à  $200\mu s$ , tandis que la régulation de la vitesse se fait avec une période d'échantillonnage  $T_m$  égale à  $1ms$ . Le meilleur compromis en termes de dépassement et de rapidité est obtenu pour un amortissement  $\xi = 1$ . Les performances des lois de commande sont testées à travers des simulations effectuées sous Matlab/Simulink® puis en expérimentation sous un environnement Dspace. Dans le modèle de simulation, un capteur de position a été modélisé et un filtre de Kalman sous-optimal est utilisé pour l'estimation de la vitesse. Dans ce qui suit, les résultats de simulation et d'expérimentation sont montrés pour les cas suivants :

- Démarrage de  $[0 - 2500]$  tr/min avec une rampe de vitesse d'une durée de  $1.5s$  et un couple de charge dynamique en fonction de la vitesse,

- Un essai uniquement en simulation de [3000 – 7000] tr/min avec une rampe de vitesse d'une durée de 2 s. Cet essai n'a pas été effectué en expérimentation au laboratoire, étant donné que nous ne disposons pas d'une installation sécurisée pour des fonctionnements à très haute vitesse.

Les résultats sont d'abord montrés en simulation dans un cas sain de la machine, puis en présence de variation des paramètres. Des résultats d'expérimentation viennent ensuite appuyer les résultats de simulation.

Dans ce qui suit, nous montrons la courbe du couple de charge en fonction de la vitesse (cf. figure 3.7) qui est appliqué dans tout le reste des essais.

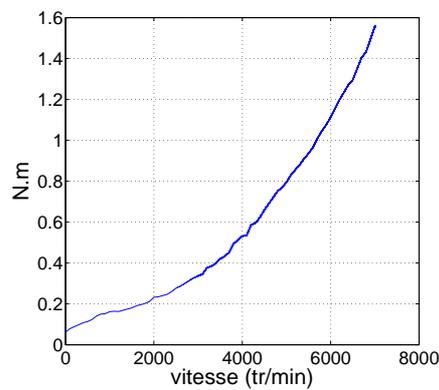


Figure 3.7 – Courbe expérimentale du couple de charge en fonction de la vitesse

**3.4.1.3.1 Simulation : test sain [0 – 2500] tr/min** La figure 3.8 représente les trajectoires de vitesse et des courants du contrôleur RST classique dans un cas de fonctionnement parfait. La figure 3.8(a) montre un démarrage correct de la machine. L'allure du courant  $i_q$  montre des petites fluctuations à cause de la courbe du couple de charge utilisée.

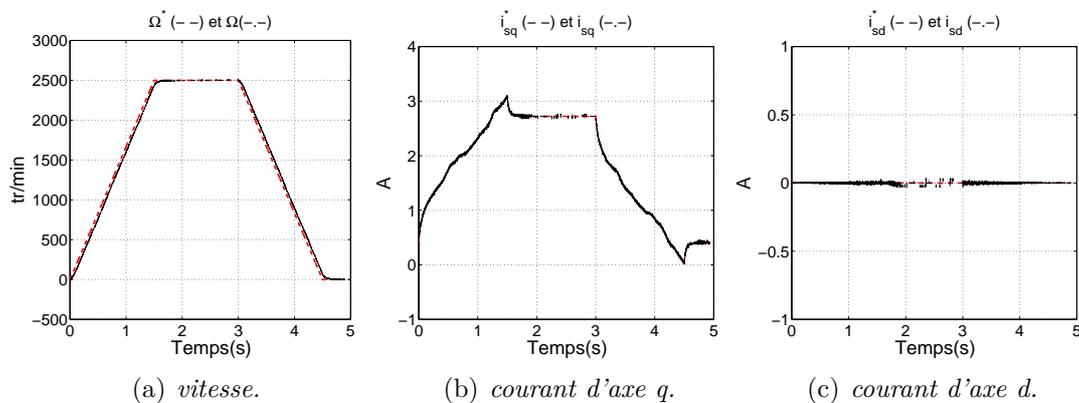


Figure 3.8 – Résultats de la commande FOC avec un régulateurs RST classique dans un cas sain pour un démarrage de [0 – 2500] tr/min.

**3.4.1.3.2 Simulation : test de robustesse [0 – 2500] tr/min** Dans ce test, nous avons appliqué une variation de +50 % sur la résistance et sur l'inductance  $L_d$  de la machine, ainsi qu'une diminution de 50 % sur l'inductance  $L_q$ . La figure 3.9 montre les résultats de simulations sans aucune modification des paramètres de réglage de la commande. D'après la figure 3.9, nous remarquons un bon fonctionnement de la machine bien que les variations devraient être déstabilisant surtout sur l'axe  $q$ .

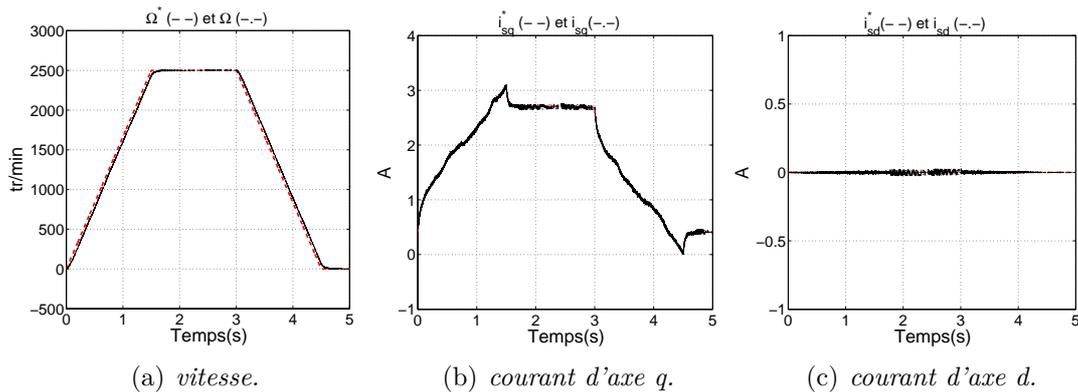


Figure 3.9 – Résultats de la commande FOC avec un régulateur RST classique avec un test de robustesse pour un démarrage de [0 – 2500] tr/min.

**3.4.1.3.3 Expérimentation : test sain [0–2500] tr/min** Les mêmes conditions de fonctionnement en simulation sont appliquées en expérimentation. La figure 3.10 montre les résultats obtenus lors d'un fonctionnement sain de la machine. Dans les figures 3.10(a), 3.10(b) et 3.10(c), nous remarquons un comportement correct de la machine et des résultats relativement proche de ceux obtenus en simulation. En expérimentation, nous ne retrouvons pas la même amplitude du courant  $i_q$  en régime permanent entre la simulation et l'expérimentation, ceci est probablement dû à des imprécisions sur la mesure du couple de charge et sur les paramètres de la machine.

**3.4.1.3.4 Expérimentation : test de robustesse [0 – 2500] tr/min** Dans ce test, nous avons appliqué les mêmes variations paramétriques que celles appliquées dans la simulation. La figure 3.11 montre les résultats d'expérimentations sans aucune modification des paramètres de réglage de la commande. D'après la figure 3.11, nous remarquons un bon fonctionnement de la machine malgré l'application de variations paramétriques contraignantes. Nous remarquons aussi l'apparition d'un bruit plus important sur l'axe d et des ondulations qui sont un peu plus accentués sur l'axe  $q$ , néanmoins la stabilité est préservée.

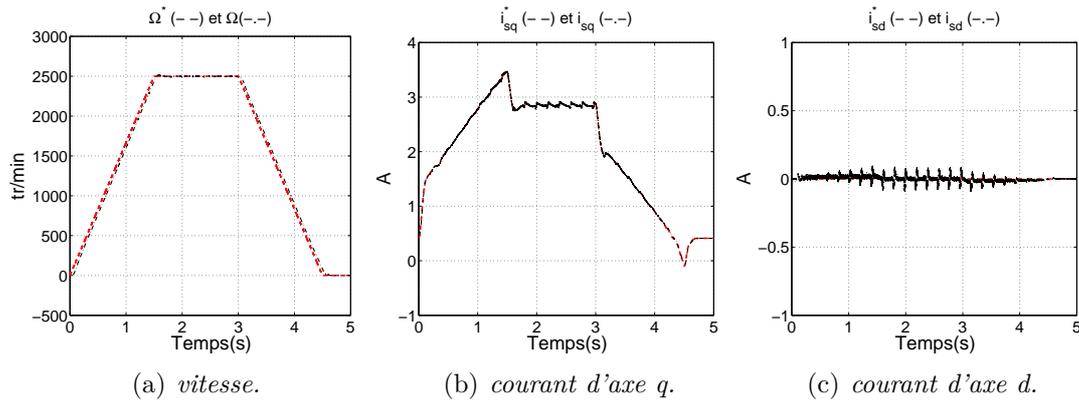


Figure 3.10 – Résultats expérimentaux de la commande FOC avec un régulateur RST pour un démarrage de  $[0 - 2500]$  tr/min.

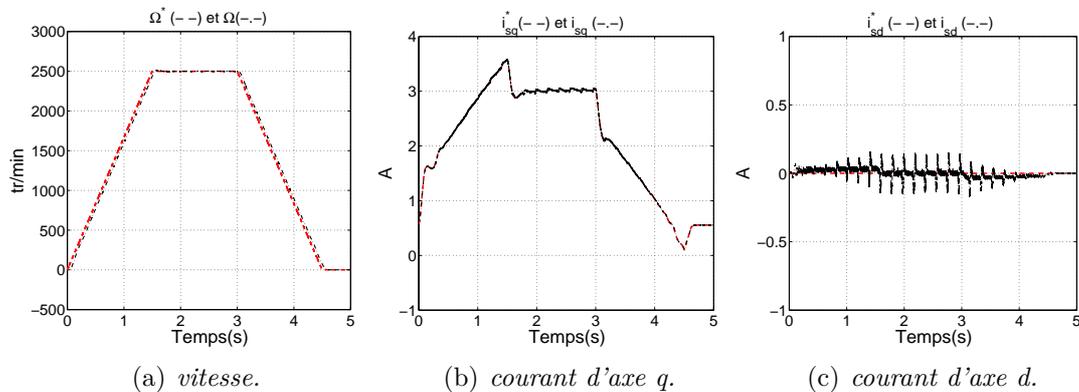


Figure 3.11 – Résultats de la commande FOC avec un régulateur RST classique avec un test de robustesse pour un démarrage de  $[0 - 2500]$  tr/min.

**3.4.1.3.5 Simulation : test sain  $[3000 - 7000]$  tr/min** La figure 3.12 montre un résultat de simulation lors d'un fonctionnement à haute vitesse.

Nous remarquons un pilotage correct sur la vitesse (cf. figure 3.12(a)) et les deux courants (cf. figures 3.12(b),3.12(c)) même à haute vitesse.

**3.4.1.3.6 Analyse** En observant les figures de vitesses montrées précédemment, on remarque que ce type de régulateur ne permet pas d'annuler l'erreur de traînage lors d'une variation polynomiale de la consigne de vitesse. Cette déduction peut être illustrée de la manière suivante à partir du théorème de la valeur finale :

$$\epsilon(\infty) = \lim_{z \rightarrow 1} (1 - z^{-1}) \left( 1 - \frac{BT}{AS + BR} \right) y^* = \lim_{z \rightarrow 1} (1 - z^{-1}) \left( 1 - \frac{T(z^{-1})}{R(z^{-1})} \right) y^* \quad (3.44)$$

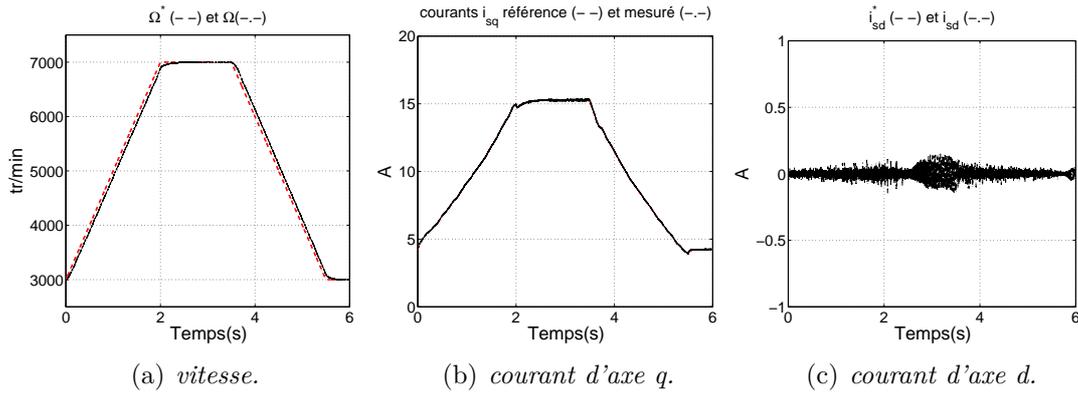


Figure 3.12 – Résultats de la commande FOC avec un régulateur RST classique à haute vitesse [3000 – 7000] tr/min.

- Pour une référence constante, on a  $y^*(z^{-1}) = \frac{1}{1-z^{-1}}$ . Il en découle que :

$$\epsilon(\infty) = 1 - \frac{T(1)}{R(1)} = 0 \quad (3.45)$$

L'erreur d'asservissement tend tout naturellement vers zéro.

- Dans le cas d'une consigne polynomiale  $y^*(t) = t^m$ , nous avons  $y^*(z^{-1}) = \frac{y_1^*(z^{-1})}{(1-z^{-1})^{m+1}}$  où  $y_1^*$  est un polynôme en  $z^{-1}$ , soit :

$$\epsilon(\infty) = \lim_{z \rightarrow 1} \left( 1 - \frac{T(1)}{R(1)} \frac{y_1^*(z^{-1})}{(1-z^{-1})^m} \right) \neq 0 \quad (3.46)$$

L'interprétation de ces résultats montre que les régulateurs RST en l'état permettent de suivre des consignes polynomiales à une erreur près. Dans ce qui suit, nous proposons d'améliorer ce régulateur afin d'annuler l'erreur de traînage pour des consignes polynomiales.

### 3.4.2 Régulateur RST pour une consigne polynomiale

Ce régulateur est le même que le précédent, la différence réside dans la détermination de  $B_m$  (voir équation 3.30) de la boucle fermée et donc la détermination du polynôme  $T$ . Le pré-dimensionnement de  $B_m$  permet alors une annulation de l'erreur pour des consignes polynomiales ou sinusoïdales [OST99, LAC11]. Ce type de régulateur est généralement utilisé pour des applications d'électronique de puissance où l'on rencontre des références en rampe ou sinusoïdale [KHA11, OST99, OST05, GOD03].

### 3.4.2.1 Dimensionnement du correcteur

Soit un système et un contrôleur défini par le diagramme montré dans la figure 3.5. Sa fonction de transfert en boucle fermée est exprimée par :

$$F_m(z^{-1}) = \frac{B_m(z^{-1})}{A_m(z^{-1})} \quad (3.47)$$

La fonction de transfert définie précédemment peut être décomposée de la manière suivante :

$$F_m(z^{-1}) = \frac{B^+(z^{-1})B^-(z^{-1})}{A^+(z^{-1})A^-(z^{-1})} \quad (3.48)$$

avec  $B^-$  et  $A^-$  qui contiennent tous les zéros et les pôles de  $F_m(z^{-1})$  que l'on ne peut pas compenser ou que l'on ne souhaite pas compenser.  $B^+$  et  $A^+$  contiennent tout les autres termes (zéros et pôles). Dans notre cas  $A^-$ ,  $A^+$ ,  $B^-$  et  $B^+$  sont définis comme suit :

$$A^- = 1 - z_1 z^{-1} \quad (3.49)$$

$$A^+ = 1 \quad (3.50)$$

$$B^- = z^{-1} \quad (3.51)$$

$$B^+ = K_1(1 - z_1) \quad (3.52)$$

$F_m(z^{-1})$  est choisi arbitrairement afin d'imposer les pôles désirés en boucle fermée mais avec la contrainte que  $B_m(z^{-1})$  doit contenir les retards purs du système, ainsi que les zéros incompensables et les zéros que le concepteur décide de ne pas compenser, i.e.  $B^-(z^{-1})$  :

$$B_m = B^{-1}B'_m \quad (3.53)$$

En se référant à l'équation 3.47, la fonction de transfert entre le signal de référence  $y^*$  et l'erreur  $\epsilon = y^* - y$  est donnée par :

$$\frac{\epsilon(z^{-1})}{y^*(z^{-1})} = \frac{A_m - B_m}{A_m} \quad (3.54)$$

Pour annuler l'erreur de traînage pour une référence polynomiale, c.a.d  $y^*(t) = \alpha t^m$ , dont sa transformée en  $z$  est donnée :

$$y^*(z^{-1}) = \frac{y_1^*}{(1 - z^{-1})^{m+1}} \quad (3.55)$$

avec  $y_1^*$  est un polynôme en  $z^{-1}$ . Il est nécessaire et suffisant que  $(1 - z^{-1})^m$  divise  $A_m - B_m$ . Ainsi,

il existe un polynôme  $L(z^{-1})$  tel que :

$$A_m - B_m = (1 - z^{-1})^m L(z^{-1}) \quad (3.56)$$

D'après le théorème de la valeur finale, il en découle que l'erreur de traînage est annulée si le polynôme  $(1 - z^{-1})^m$  divise  $A_m - B_m$ . L'équation précédente est appelée équation auxiliaire de Diophantine [KHA11], où  $L(z^{-1})$  est un polynôme que l'on se doit de déterminer.

L'application de ces résultats théoriques dans le cas d'une référence en rampe, nous conduit à définir les polynômes  $L$  et  $B'_m$  de la manière suivante :

$$L(z^{-1}) = l_0 + l_1 z^{-1} \quad (3.57)$$

$$B'_m(z^{-1}) = b'_0 + b'_1 z^{-1} \quad (3.58)$$

Le transfert en boucle fermée est un système du deuxième ordre, ainsi

$$A_m = 1 - 2e^{-\xi\omega_0 T_s} \cos(\omega_p T_s) z^{-1} + e^{-\xi\omega_0 T_s} z^{-2} \quad (3.59)$$

avec  $\omega_p = \sqrt{1 - \xi^2}$ . La résolution de l'équation 3.56 donne :

$$b'_0 = 2e^{-\xi\omega_0 T_s} \cos(\omega_p T_s) - 2 \quad (3.60)$$

$$b'_1 = e^{-\xi\omega_0 T_s} - 1 \quad (3.61)$$

$$l_0 = 1 \quad (3.62)$$

$$l_1 = 0 \quad (3.63)$$

Par ailleurs, une autre contrainte est imposée afin d'assurer un gain unitaire entre la sortie et la référence. Une constante  $A_0$  est introduite pour que  $F_m(1) = 1$ , i.e. :

$$T = A_0 B'_m \quad (3.64)$$

Le terme  $A_0$  contient des modes qui n'apparaissent pas dans la fonction de transfert entre la consigne et la sortie. Il peut donc servir à modifier la réponse du système bouclé aux entrées de perturbation, sans pour autant influencer son comportement vis-à-vis de la référence. Si on prend comme exemple l'introduction d'un terme du premier ordre  $1 - az^{-1}$ , ce terme permettra d'avoir un effet de filtrage de ces perturbations plus au moins accentué selon que le pôle choisi est lent ou rapide. Dans notre cas, un tel effet n'est pas recherché ainsi nous avons pris  $A_0 = 1$ .

A partir de l'équation 3.56, les polynômes  $L$  et  $B'_m$  peuvent être identifiés, puis on peut en déduire le polynôme  $T$ . Les polynômes  $R$  et  $S$  sont définis comme dans la sous-section précédente. Pour protéger les composants, le dispositif anti-windup est implémenté pour remplir cette tâche comme il est montré dans la figure 3.6.

Le polynôme  $A_m$  est d'ordre deux, nous avons choisi dans ce cas de compenser un pôle pour se ramener à un système du premier ordre.

### 3.4.2.2 Résultats de simulation et d'expérimentation

Les mêmes conditions de simulation que dans la précédente section sont utilisées. La période d'échantillonnage  $T_e$  des grandeurs électriques est fixé à  $200 \mu\text{s}$ , tandis que la régulation de la vitesse se fait avec une période d'échantillonnage  $T_m$  égale à 1 ms. Le meilleur compromis en termes de dépassement et rapidité est obtenu pour un amortissement  $\xi = 1$ .

**3.4.2.2.1 Simulation : test sain  $[0 - 2500] \text{ tr/min}$**  La figure 3.13(a) montre une poursuite quasi parfaite de la vitesse de référence même lors des transitoires. Comparativement à la figure 3.8, nous pouvons constater que le courant d'axe q est plus bruité.

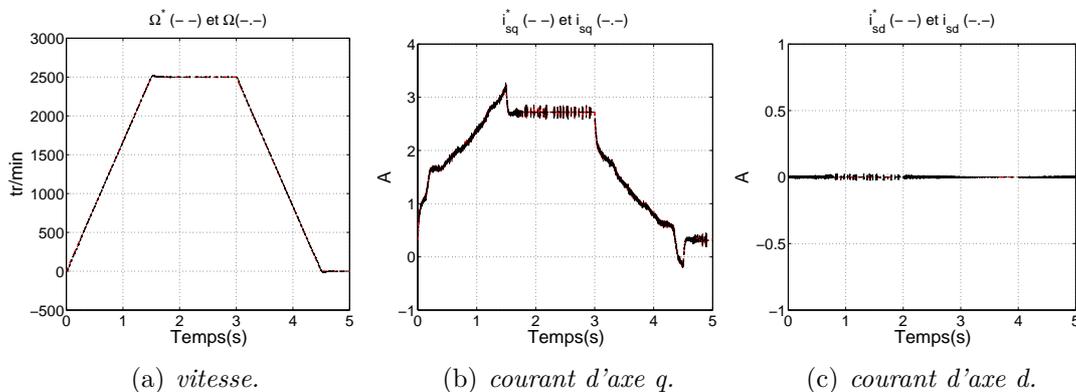


Figure 3.13 – Résultats de la commande FOC avec un régulateur RST conçu pour une consigne variante dans le cas sain pour un démarrage de  $[0 - 2500] \text{ tr/min}$ .

**3.4.2.2.2 Simulation : test de robustesse  $[0 - 2500] \text{ tr/min}$**  Un test de robustesse est effectué selon les conditions opératoires suivantes : une augmentation de 50 % sur la résistance, une augmentation de 50% sur l'inductance  $L_d$  et une diminution de 50 % sur l'inductance  $L_q$ . Les mêmes conditions en termes de temps de réponse, d'amortissement et de période d'échantillonnage sont utilisées. La figure 3.14 montre les résultats de simulations.

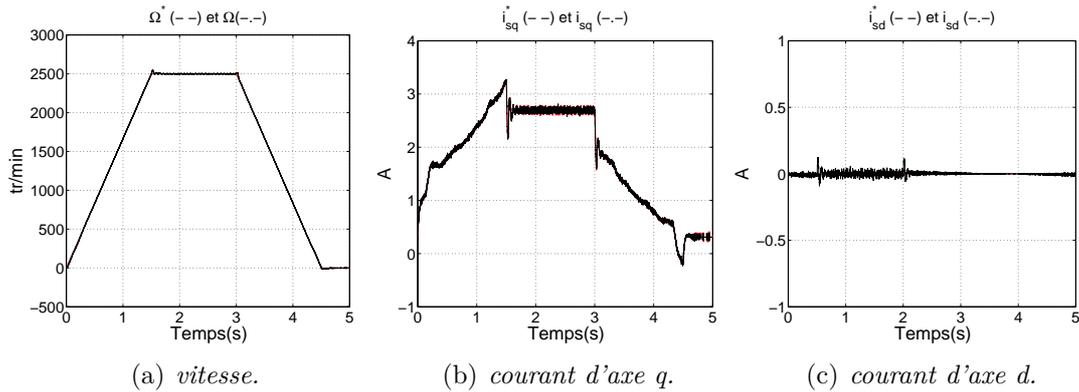


Figure 3.14 – Résultats de la commande FOC avec un régulateur RST conçu pour une consigne variante avec un test de robustesse pour un démarrage de  $[0 - 2500]$  tr/min.

On remarque que ce régulateur est moins robuste par rapport aux variations de paramètres. Néanmoins nous remarquons une sensibilité plus importante par rapport aux bruits que lors d'un fonctionnement sain surtout sur le courant  $i_q$

**3.4.2.2.3 Expérimentation : test sain  $[0 - 2500]$  tr/min** Les mêmes conditions qu'en simulation sont appliquées dans le cas de l'expérimentation. La figure 3.15 montre les résultats d'expérimentation. Comparativement à la figure 3.10, nous pouvons constater un parfait contrôle de la vitesse (erreur de traînage presque nulle), ainsi qu'un bruit plus important sur le courant d'axe q et le courant d'axe d.

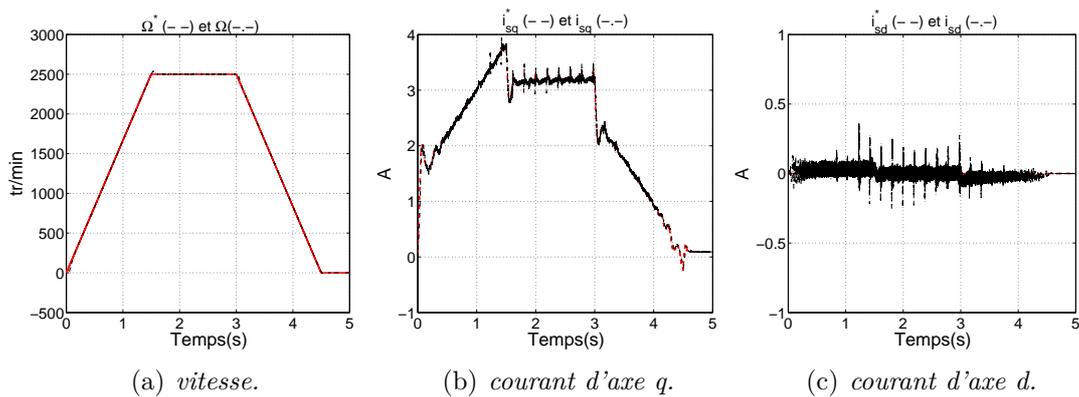


Figure 3.15 – Résultats expérimentaux de la commande FOC avec un régulateur RST pour une consigne variante pour un démarrage de  $[0 - 2500]$  tr/min.

**3.4.2.2.4 Expérimentation : test de robustesse  $[0 - 2500]$  tr/min** Les mêmes conditions qu'en simulation sont appliquées dans le cas de l'expérimentation concernant la période d'échantillon-

nage, le réglage des régulateurs et les variations paramétriques. La figure 3.16 montre les résultats d'expérimentation. Comparativement à la figure 3.10, nous pouvons constater un parfait contrôle de la vitesse (erreur de traînage presque nulle), ainsi qu'un bruit plus important sur le courant d'axe q et sur le courant d'axe d.

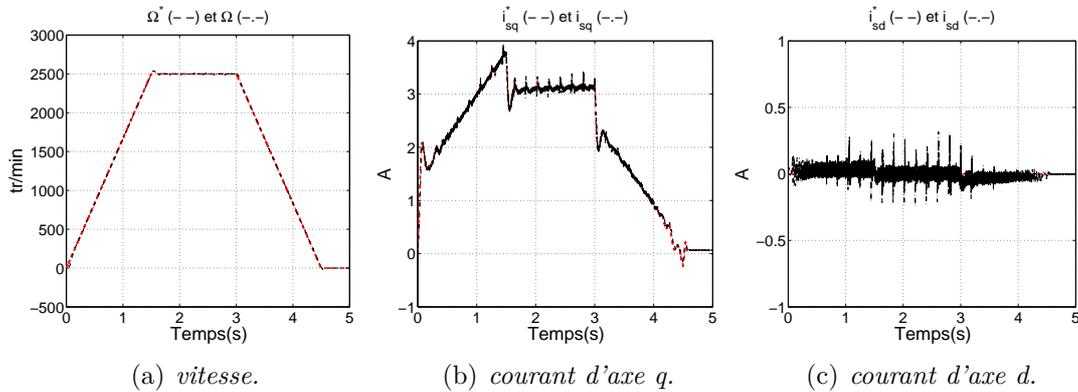


Figure 3.16 – Résultats expérimentaux de la commande FOC avec un régulateur RST pour une consigne variante avec un test de robustesse pour un démarrage de  $[0 - 2500]$  tr/min.

**3.4.2.2.5 Simulation : test sain  $[3000 - 7000]$  tr/min** Dans cet essai, nous montrons des résultats à haute vitesse, c.a.d entre 3000 et 7000 tr/min représentés sur la figure 3.17. Tout comme les résultats précédents, nous observons un fonctionnement parfait de la machine.

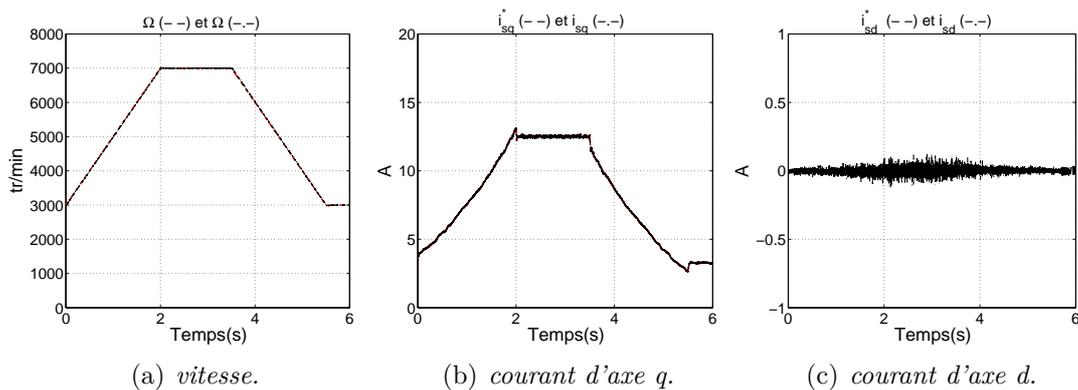


Figure 3.17 – Résultats de la commande FOC avec un régulateur RST conçu pour une consigne variante à haute vitesse  $[3000 - 7000]$  tr/min.

**3.4.2.2.6 Analyses** La figure 3.13(a) représente l'asservissement de la vitesse dans un cas sain et nous observons un dépassement de 0.8%. Ce type de régulateur est bien adapté pour des références polynomiales, mais peut être rédhibitoire dans le cas d'une consigne en échelon si aucun dépassement n'est toléré.

Afin de mieux comparer les régulateurs, une comparaison est faite du point de vue précision et sensibilité au bruit. D'après les figures montrées dans cette sous section, nous remarquons que le RST dimensionné pour une consigne polynomiale est plus précis que le RST classique. Néanmoins, si on observe la sensibilité au bruit, on s'aperçoit que ce dernier est plus sensible au bruit (compromis sensibilité/précision). En effet, pour avoir plus de précision nous introduisons un gain en boucle fermée plus grand mais au détriment de la sensibilité et probablement de la robustesse. Nous pouvons valider cette observation via une analyse fréquentielle des régulateurs. La figure 3.18 montre le gain en boucle fermée des deux régulateurs RST. Nous pouvons observer pour le second régulateur RST comparativement au régulateur RST standard :

- Une résonance aux basses fréquences responsable des dépassements en vitesse est observée.
- Un gain plus important sur toute la plage de fréquence responsable de la sensibilité aux bruits de mesure.

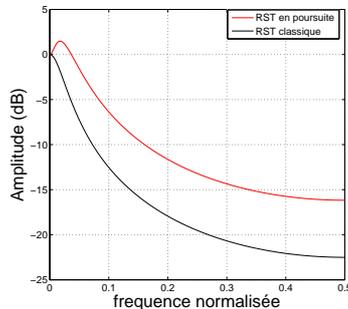


Figure 3.18 – Gain en boucle fermée.

L'ensemble des résultats ont été obtenus à une période d'échantillonnage de  $200 \mu s$  pour les boucles de courants. Notre objectif étant de pouvoir augmenter la période d'échantillonnage de ces boucles à dynamique constante, nous avons augmenté cette période à  $300 \mu s$  comme représentée à la figure 3.19. Nous pouvons remarquer qu'avec une période d'échantillonnage élevé ( $T_e = 300 \mu s$ ), la stabilité des boucles de courant n'est pas préservée.

Pour pouvoir "optimiser" la période d'échantillonnage des boucles internes (courants), nous avons choisi de partir sur une loi de commande passive qui assure la stabilité de notre système. Par la suite, ce régulateur à temps continu est étendu au cas discret ce qui nous a permis d'augmenter le plus que possible la période d'échantillonnage tout en préservant les performances du système.

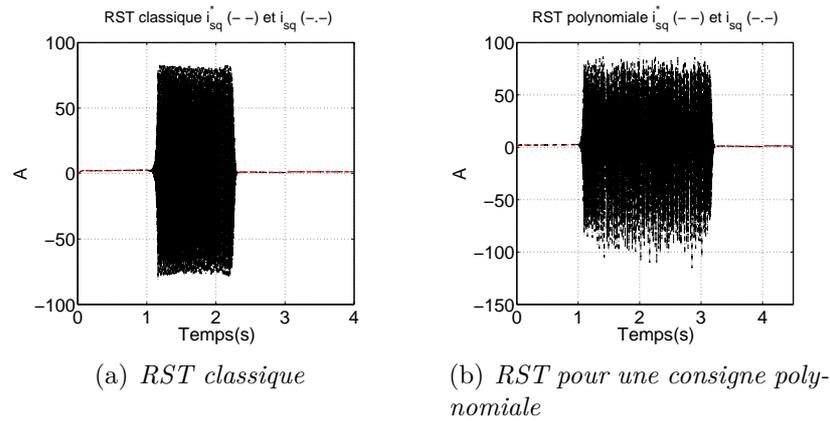


Figure 3.19 – Représentation du courant de l’axe q à  $T_e = 300 \mu s$  du régulateur RST classique et du RST pour une consigne polynomiale.

## 3.5 Commande basée sur la passivité

### 3.5.1 Introduction

La commande basée sur la passivité a d’abord été utilisée pour la commande de systèmes physiques, tels que les systèmes mécaniques, électriques et électromécaniques, en particulier ceux décrits par les équations du mouvement d’Euler-Lagrange. La dénomination commande basée sur la passivité (IDA-PBC :Interconnection and Damping Assignment passivity based control) a été introduite pour la première fois dans [ORT89] pour définir une méthodologie de conception de commandes qui assurent la stabilité des systèmes en les rendant passifs. Un système de la forme :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x)u; & x \in \mathbb{R}^n; u \in \mathbb{R}^m \\ y = h(x); & y \in \mathbb{R}^p \end{cases} \quad (3.65)$$

est dit passif [ORT89, VAN96], par rapport à la fonction de cadence d’approvisionnement (supply rate)  $s(u, y) = u^T y$ , s’il existe une fonction non négative  $H$ , appelée fonction de stockage,  $H : \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}$ , vérifiant  $H(0) = 0$ , et telle que pour toutes conditions initiales  $x_0$ , pour tout  $t > 0$  et toute entrée de commande  $u(\cdot)$ , l’inégalité suivante est vérifiée :

$$H(x(t)) - H(x_0) \leq \int_0^t u^T(s)y(s)ds \quad (3.66)$$

En d’autres termes, "La quantité d’énergie stockée dans un intervalle de temps n’est jamais supérieure à l’énergie totale fournie durant cette période". Le système est dit sans pertes si l’inégalité (3.66)

devient une égalité. De l'inégalité (3.66), si :

$$u = 0 \quad \text{ou} \quad y = 0 \tag{3.67}$$

ceci implique que  $H$  est décroissante.

- Les systèmes passifs avec une fonction de stockage  $H$  définie positive sont stables au sens de Lyapunov.
- Les systèmes passifs avec une fonction de stockage  $H$  définie positive ont une dynamique des zéros stable au sens de Lyapunov. Ainsi, ils sont à phase minimale.

La PBC trouve ses racines dans les travaux fondamentaux de Takegaki et Arimoto [TAK81] sur la régulation par retour d'état d'un robot manipulateur totalement actionné. La méthodologie de la PBC suit deux étapes principales. Premièrement, procéder au façonnement de l'énergie où l'énergie totale du système est modifiée de façon à ce que la nouvelle fonction d'énergie ait un minimum unique à l'équilibre désiré. Deuxièmement, une étape d'ajout d'amortissement au système, où l'on modifie la fonction de dissipation d'énergie afin d'imposer une stabilité asymptotique du système commandé. Un avantage important de cette technique est que les dynamiques du système en boucle fermée définissent un système passif. Cette caractéristique amène quatre avantages majeurs qui, dans une large mesure, expliquent le succès pratique de la commande basée sur la passivité.

1. L'action de la commande s'interprète clairement comme une interconnexion entre le système et son environnement. En particulier, la stabilisation peut être interprétée en termes d'équilibre d'énergie.
2. Comme la structure d'Euler-Lagrange est préservée en boucle fermée, la PBC dispose d'une stabilité robuste vis-à-vis des incertitudes paramétriques et des dynamiques non modélisées.
3. Dans certains cas, il est possible de donner une interprétation physique claire au réglage des paramètres de la commande, par exemple, des amortisseurs ou des ressorts. Cette propriété peut être d'une grande importance dans les applications industrielles.
4. Contrairement aux méthodes telles que la commande par retour linéarisant qui résultent uniquement de considérations mathématiques, la PBC a été développée à partir de propriétés physiques comme la conservation de l'énergie et la passivité. La conception est donc cohérente avec les contraintes physiques, sans annuler des dynamiques, ni introduire des singularités dans la commande.

### 3.5.2 Equations d'Euler-Lagrange

La description des systèmes physiques en termes d'échanges d'énergie peut faciliter la résolution de quelques problèmes en théorie de la commande. L'énergie est un concept fondamental de la science et de la pratique de l'ingénierie où il est habituel de regarder les systèmes dynamiques comme dispositifs transformateurs d'énergie. Son importance dans la modélisation des systèmes est largement illustrée par les méthodes Lagrangienne et Hamiltonienne. Leur importance tient au fait que de nombreux systèmes physiques peuvent être représentés par ces équations.

Le système dynamique qui a  $n$  degrés de liberté avec des coordonnées généralisées  $q \in \mathbb{R}^n$  et des forces externes  $Q \in \mathbb{R}^n$  est décrit par les équations d'Euler-Lagrange  $\mathcal{L}$

$$\frac{d}{dt} \left( \frac{\partial \mathcal{L}}{\partial \dot{q}}(q, \dot{q}) \right) - \frac{\partial \mathcal{L}}{\partial q}(q, \dot{q}) = Q \quad (3.68)$$

où

$$\mathcal{L}(q, \dot{q}) = \tau(q, \dot{q}) - \nu(q) \quad (3.69)$$

est la fonction Lagrangienne.  $\tau(q, \dot{q})$  est l'énergie cinétique (ou Co-énergie) fonction que nous supposons être de la forme

$$\tau(q, \dot{q}) = \frac{1}{2} \dot{q}^T D(q) \dot{q} \quad (3.70)$$

où  $D(q) \in \mathbb{R}^{n \times n}$  est la matrice d'inertie généralisée qui satisfait  $D(q) = D^T(q) > 0$ .  $\nu(q)$  est la fonction potentielle supposée bornée inférieurement par  $c \in \mathbb{R}$  telle que  $\nu(q) \geq c$  pour tout  $q \in \mathbb{R}^n$ .

Nous considérerons trois types de forces externes qui sont l'action des commandes (notée  $\mathcal{M}u$ ), la dissipation et l'interaction du système avec son environnement. Nous supposons que les commandes varient linéairement comme  $\mathcal{M}u \in \mathbb{R}^n$ , où  $\mathcal{M} \in \mathbb{R}^{n \times m}$  est une matrice constante et  $u \in \mathbb{R}^m$  est le vecteur de commande. Les forces dissipatives sont de la forme  $-\frac{\partial \mathcal{F}}{\partial \dot{q}}(\dot{q})$ , où  $\mathcal{F}(\dot{q})$  est la fonction de dissipation de Rayleigh qui par définition satisfait :

$$\dot{q}^T \frac{\partial \mathcal{F}}{\partial \dot{q}}(\dot{q}) \geq 0 \quad (3.71)$$

et  $Q_\zeta$  est un signal externe qui modélise l'effet des perturbations. En résumé, les forces externes s'écrivent :

$$Q = -\frac{\partial \mathcal{F}}{\partial \dot{q}}(\dot{q}) + Q_\zeta + \mathcal{M}u \quad (3.72)$$

L'équation du mouvement devient alors :

$$\frac{d}{dt} \left( \frac{\partial \mathcal{L}}{\partial \dot{q}}(q, \dot{q}) \right) - \frac{\partial \mathcal{L}}{\partial q}(q, \dot{q}) + \frac{\partial \mathcal{F}}{\partial \dot{q}}(\dot{q}) = \mathcal{M}u + Q_\zeta \quad (3.73)$$

Les équations (3.69), (3.70) et (3.71) définissent un système d'Euler-Lagrange caractérisé par ses paramètres :

$$\{\tau(q, \dot{q}), \nu(q), \mathcal{F}(\dot{q}), \mathcal{M}, Q_\zeta\}$$

Malheureusement, il a été montré dans [ORT98] que l'approche classique de la PBC, où l'on choisit *a priori* la fonction de stockage à assigner, puis où l'on conçoit le contrôleur qui rend la fonction de stockage non croissante, a pour effet de détruire la structure Lagrangienne et impose des conditions non naturelles d'inversion du modèle. Le fait que la structure d'Euler-Lagrange peut être perdue en boucle fermée lorsque la PBC est appliquée à certains systèmes, en l'occurrence, pour les systèmes électriques et électromécaniques [ORT02], a conduit au développement de la PBC pour les systèmes Hamiltoniens commandés par Ports (Port Controlled Hamiltonian, PCH).

#### 3.5.3 Système Hamiltonien Commandé par Port

Une nouvelle approche de modélisation qui s'appuie sur la structure Hamiltonienne Commandée par Port, permet de décrire de manière naturelle les structures physiques et les propriétés fondamentales des systèmes (lois de conservation, termes de dissipation...). La modélisation sous forme PCH incorpore les concepts d'énergie et de flux d'énergie et englobe un ensemble plus large de systèmes que les modèles Lagrangiens et Hamiltoniens [VAN96]. La structure de ces modèles permet d'identifier des caractéristiques intéressantes (structures d'interconnexion et d'amortissement) des systèmes physiques qui peuvent être exploitées dans la synthèse de la commande. Considérons le système non linéaire affine en la commande suivante :

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u + \zeta \tag{3.74}$$

où  $x \in \mathbb{R}^n$  est le vecteur d'état,  $f(x)$  et  $g(x)$  sont des fonctions localement Lipschitz,  $u \in \mathbb{R}^m$  est l'entrée de commande et  $\zeta$  une perturbation. L'approche PCH consiste, tout d'abord, à identifier la fonction d'énergie naturelle du système que l'on nommera  $H(x)$ , puis de réécrire le système non linéaire (3.74) en fonction du gradient de la fonction d'énergie

$$\nabla H(x) = \left[ \begin{array}{cccc} \frac{\partial H}{\partial x_1}(x) & \frac{\partial H}{\partial x_2}(x) & \dots & \frac{\partial H}{\partial x_n}(x) \end{array} \right]^T \tag{3.75}$$

Ainsi, la forme PCH du système initial (3.74) est

$$\begin{aligned}\dot{x} &= [\mathcal{J}(x) - \mathcal{R}(x)]\nabla H(x) + g(x)u + \zeta \\ y &= g^T \nabla H(x)\end{aligned}\tag{3.76}$$

où  $y$  est la sortie considérée,  $\mathcal{J}(x)$  est une matrice antisymétrique  $\mathcal{J}^T(x) = -\mathcal{J}(x)$  de dimension  $n \times n$  représentant les interconnexions entre les états, et  $\mathcal{R}(x)$  est une matrice symétrique semi-définie positive  $\mathcal{R}(x) = \mathcal{R}^T(x) \geq 0$  représentant l'amortissement naturel du système. Il est évident de l'équation (3.76) que la structure PCH procure des renseignements énergétiques qui sont d'une importance certaine lors de l'élaboration de la commande. Ainsi, la matrice d'interconnexion  $\mathcal{J}(x)$  donne d'ores et déjà une indication sur l'échange ou l'équilibre d'énergie entre les variables. Quant à l'amortissement  $\mathcal{R}(x)$ , du fait que la matrice soit semi-définie positive, les termes appartenant à cette matrice sont associés à la dissipation.

### 3.5.4 Méthodologie d'Assignment d'Interconnexion et d'Amortissement IDA-PBC

La PBC peut être classée en deux groupes [BEC04], [ORT04], la PBC "classique" dans laquelle on sélectionne la fonction de stockage et on élabore la commande, de manière à ce que cette fonction de stockage soit décroissante le long des trajectoires du système. Malheureusement, dans ce cas la modélisation de l'énergie totale n'est pas possible puisque cette méthode détruit la structure physique Lagrangienne du système. De plus, cette méthode nécessite une inversion du système le long des trajectoires de référence. Pour résoudre ce problème, une nouvelle méthodologie d'élaboration de la commande basée sur la passivité, appelée Assignment de l'Interconnexion et de l'Amortissement a été développée [ORT02, ORT99]. Cette méthode a été conçue pour les systèmes qui peuvent être décrits par un modèle Hamiltonien Commandé par port.

Depuis l'introduction de l'IDA-PBC plusieurs extensions théoriques et applications pratiques de cette méthodologie de synthèse de contrôleurs ont été rapportées [ORT04]. Cette méthode sera utilisée par la suite. La procédure commence à partir de la description des systèmes par un modèle PCH (3.76). Le choix du modèle PCH a été motivé par le fait qu'ils sont des candidats naturels pour décrire beaucoup de systèmes physiques.

**Proposition 1** [ORT04] : Soit le système non linéaire décrit par (3.74), que l'on veut stabiliser autour d'un point d'équilibre  $x^* \in \mathbb{R}^n$ . Supposons l'existence des matrices suivantes :  $g^\perp(x)$  est telle que  $g^\perp(x)g(x) = 0$ ,  $\mathcal{J}_d(x) = -\mathcal{J}_d^T(x)$ ,  $\mathcal{R}_d(x) = \mathcal{R}_d^T(x) \geq 0$  comme étant les matrices d'interconnexion et d'amortissement désirées. La fonction d'énergie désirée  $H_d(x) : \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}$  a son minimum au point

d'équilibre désiré, ainsi :

$$x^* = \arg \min(H_d(x)) \quad (3.77)$$

$x^*$  est un point d'équilibre (localement) stable. Le système (3.74) en boucle fermée avec la commande  $u$ , telle que

$$u = [g^T(x)g(x)]^{-1} g^T(x) \{[J_d(x) - \mathcal{R}_d(x)] \nabla H_d - f(x)\} \quad (3.78)$$

a la forme PCH suivante :

$$\begin{cases} \dot{x} &= [J_d(x) - \mathcal{R}_d(x)] \nabla H_d \\ y &= g^T(x) \nabla H_d \end{cases} \quad (3.79)$$

Il est asymptotiquement stable si,  $x^*$  est un minimum isolé de  $H_d(x)$  et que le plus grand ensemble invariant du système en boucle fermée (3.79) contenu dans

$$\{x \in \mathbb{R}^n \mid [\nabla H_d]^T \mathcal{R}_d(x) \nabla H_d = 0\} \quad (3.80)$$

est égal à  $\{x^*\}$ . La stabilité est globale si  $H_d$  est radialement non bornée.

**Démonstration :** En identifiant les parties droites de (3.74) et (3.79), l'équation suivante est obtenue :

$$f(x) + g(x)u = [J_d(x) - \mathcal{R}_d(x)] \nabla H_d \quad (3.81)$$

En multipliant (3.81) à gauche par  $g^\perp(x)$ , on obtient l'équation aux dérivées partielles suivante :

$$g^\perp(x)f(x) = g^\perp(x)[J_d(x) - \mathcal{R}_d(x)] \nabla H_d \quad (3.82)$$

L'expression de la commande est obtenue en multipliant (3.81) à gauche par la pseudo-inverse de  $g(x)$ . Le fait d'écrire le système (3.74) en boucle fermée sous la forme (3.79) avec  $J_d(x)$  et  $\mathcal{R}_d(x)$  ayant les propriétés décrites précédemment suffit pour prouver la stabilité autour du point  $x^*$ . En effet,

$$\begin{aligned} \dot{H}_d &= \nabla H_d^T \dot{x} \\ &= \nabla H_d^T [J_d(x) - \mathcal{R}_d(x)] \nabla H_d \\ &= -\nabla H_d^T \mathcal{R}_d(x) \nabla H_d \leq 0 \end{aligned} \quad (3.83)$$

Ainsi,  $H_d$  joue le rôle de la fonction de Lyapunov. La stabilité asymptotique suit immédiatement en utilisant le principe d'invariance de LaSalle [KHA00] et la condition (3.80). L'équilibre  $x^*$  du système (3.74) est asymptotiquement stable car la fonction de Lyapunov  $H_d(x) : \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}$  continument différentiable a les propriétés suivantes :

- $H_d(x)$  a son minimum au point d'équilibre désiré  $x^* = \arg \min(H_d(x))$ .
- $\dot{H}_d(x) \leq 0$ .
- satisfait la condition (3.80).

La procédure de synthèse du contrôleur IDA-PBC est récapitulée dans les étapes suivantes. On désire trouver la commande  $u$  qui permet d'écrire le système non linéaire affine en la commande (3.74) sous la forme PCH (3.79). Il est clair que (3.79) dispose de deux inconnues : la matrice désirée  $[J_d(x) - \mathcal{R}_d(x)]$  qui a les propriétés décrites dans la proposition (1) et la fonction d'énergie désirée  $H_d$ . Trois approches existent [AKR10] et nous avons opté pour l'approche "algebraic IDA" :

Cette approche consiste à fixer la fonction d'énergie désirée  $H_d$  et par conséquent  $\nabla H_d$  et laisser libre la matrice désirée  $[J_d(x) - \mathcal{R}_d(x)]$ . Dans ce cas, la procédure IDA-PBC consiste à résoudre des équations algébriques dans lesquelles l'inconnue est la matrice désirée  $[J_d(x) - \mathcal{R}_d(x)]$  qui doit avoir les propriétés décrites dans la proposition (1) et où le degré de liberté est la commande  $u$ . La méthode IDA-PBC est une procédure très intéressante pour la commande des systèmes physiques. Néanmoins, le fait de vouloir trouver une commande  $u$  qui permette d'écrire le système (3.74) en boucle fermée sous la forme PCH (3.79) peut donner lieu à des contrôleurs complexes et qui, éventuellement, ont besoin de la mesure complète de l'état et d'entrées inconnues (perturbations).

### 3.5.5 Commande basée sur l'IDA-PBC pour le contrôle de la MSAP

#### 3.5.5.1 Modèle PCH de la MSAP

Considérons le modèle de Park classique de la MSAP donné par le système d'équations suivant :

$$\begin{aligned}
 L_d \frac{di_d}{dt} &= -R_s i_d + \omega L_q i_q + v_d \\
 L_q \frac{di_q}{dt} &= -R_s i_q - \omega L_d i_d - \omega \phi + v_q \\
 J \frac{d\Omega}{dt} &= P(L_d - L_q) i_d i_q + P\phi i_q - C_r - f\omega
 \end{aligned} \tag{3.84}$$

Dans ces équations,  $p$  représente le nombre de paires de pôle,  $v_d, v_q, i_d, i_q$  sont les tensions et les courants,  $L_d$  et  $L_q$  sont les inductances statorique de la machine où  $L_d = L_q = L$  dans le cas d'une machine synchrone à pôle lisses,  $R_s$  est la résistance statorique,  $C_r$  est le couple de charge,  $\phi$  et  $J$  sont le flux produit par les aimants, le moment d'inertie respectivement.  $\omega$  est la vitesse électrique exprimée en radians par seconde (la relation entre les variables électriques et mécaniques est  $\omega = p\Omega$ ) et  $f$  est le coefficient de frottement visqueux.

En prenant comme vecteur d'état  $x = [x_1, x_2, x_3]^T = [L_d i_d, L_q i_q, (J/p) \Omega]^T$  et la fonction d'énergie

du système :

$$H(x) = \frac{1}{2} \left[ \frac{1}{L_d} x_1^2 + \frac{1}{L_q} x_2^2 + \frac{p}{J} x_3^2 \right] \quad (3.85)$$

La forme PCH de la machine synchrone est donnée par :

$$\begin{aligned} g &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} & u &= \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} & \zeta &= \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -C_r \end{bmatrix} \\ \mathcal{J}(x) &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & px_2 \\ 0 & 0 & -p(x_1 + \phi) \\ -px_2 & p(x_1 + \phi) & 0 \end{bmatrix}, & \mathcal{R}(x) &= \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & f \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.86)$$

où  $\zeta$  est une perturbation qui représente ici le couple de charge.

### 3.5.5.2 Contrôleur IDA-PBC

Le point d'équilibre désiré pour les machines synchrones est choisi selon le principe du "couple maximum par ampère", c'est-à-dire avec  $x^* = [x_1^*, x_2^*, x_3^*]^T = [0, (L_q C_r / p \phi), J \Omega^*]^T$ , avec  $\Omega^*$  la vitesse de référence. Pour élaborer la loi de commande, l'approche "algebraic IDA" a été adoptée pour la synthèse du correcteur, où nous imposons la structure de la fonction d'énergie désirée sous la forme suivante :

$$H_d(x) = \frac{1}{2} \left[ \frac{1}{L_d} x_1^2 + \frac{1}{L_q} (x_2 - x_2^*)^2 + \frac{p}{J} (x_3 - x_3^*)^2 \right] \quad (3.87)$$

où  $x_1^* = 0$ , et nous fixons pour objectif de déterminer celle de la matrice désirée  $[\mathcal{J}_d - \mathcal{R}_d]$

$$\mathcal{J}_d(x) - \mathcal{R}_d = \begin{bmatrix} -r_1 & J_{12} & J_{13} \\ -J_{12} & -r_2 & J_{23} \\ -J_{13} & -J_{23} & 0 \end{bmatrix} \quad (3.88)$$

où  $r_i > 0$ , et les fonctions  $J_{ij}$  sont définies. Après développement, l'équation (3.82) devient une équation algébrique :

$$-J_{13} \frac{x_1}{L_d} - J_{23} \frac{\tilde{x}_2}{L_q} = \gamma x_1 x_2 + \phi \frac{x_2}{L_q} - \frac{C_r}{p} \quad (3.89)$$

avec  $\gamma = 1/L_q - 1/L_d$  et  $\tilde{x}_2 = x_2 - x_2^*$ . Pour trouver la solution de l'équation (3.89), nous faisons une simplification en posant  $J_{23} = -\phi$ , ainsi  $-J_{23} \frac{\tilde{x}_2}{L_q}$  est égal à  $\phi \frac{x_2}{L_q} - \frac{C_r}{p}$  étant donné que  $x_2^* = L_q C_r / p \phi$ .

L'équation algébrique (3.89) permet alors de trouver l'expression de la fonction  $J_{13}$  qui est égale à

$$J_{13} = \left(1 - \frac{L_d}{L_q}\right) x_2 \quad (3.90)$$

L'expression du contrôleur IDA-PBC est alors donnée par :

$$\begin{aligned} v_{dc} &= (R_s - r_1) \frac{x_1}{L_d} + J_{12} \frac{x_2 - x_2^*}{L_q} + \frac{pL_d}{JL_q} x_2 x_3^* - \frac{p}{J} x_2 x_3^* - \frac{pL_d}{JL_q} x_2 x_3 \\ v_{qc} &= (R_s - r_2) \frac{x_2}{L_q} + r_2 \frac{x_2^*}{L_q} - J_{12} \frac{x_1}{L_d} + \frac{p}{J} \phi x_3^* + \frac{p}{J} x_1 x_3 \end{aligned} \quad (3.91)$$

où  $x^*$  est le point d'équilibre désiré, et  $J_{12}$ ,  $r_1$ ,  $r_2$  sont des paramètres de réglage, avec  $r_1, r_2 > 0$ , et  $J_{12} \in \mathbb{R}$ . En prenant le vecteur d'état principal de la machine  $[i_d, i_q, \omega]^T$ , sachant que  $\omega = p\Omega$ , le contrôleur IDA-PBC (3.91) peut alors être réécrit sous la forme suivante :

$$\begin{aligned} v_{dc} &= (R_s - r_1) i_d + J_{12} (i_q - i_q^*) + L_d i_q \omega^* - L_q i_q \omega^* - L_d i_q \omega \\ v_{qc} &= (R_s - r_2) i_q + r_2 i_q^* - J_{12} i_d + \phi \omega^* + L_d i_d \omega \end{aligned} \quad (3.92)$$

Ce contrôleur se simplifie dans le cas d'une MSAP à rotor lisse :

$$\begin{aligned} v_{dc} &= (R_s - r_1) i_d + J_{12} (i_q - i_q^*) - L i_q \omega \\ v_{qc} &= (R_s - r_2) i_q + r_2 i_q^* - J_{12} i_d + \phi \omega^* + L i_d \omega \end{aligned} \quad (3.93)$$

En choisissant  $J_{12} = \frac{L_d}{J} x_3$ , nous obtenons la commande linéaire suivante dont l'implantation sera plus facile [KHA12] :

$$\begin{aligned} v_{dc} &= (R_s - r_1) i_d - L_d i_q^* \omega + L_d i_q \omega^* - L_q i_q \omega^* \\ v_{qc} &= (R_s - r_2) i_q + r_2 i_q^* + \phi \omega^* \end{aligned} \quad (3.94)$$

et dans le cas d'une MSAP à rotor lisse ce contrôleur devient :

$$\begin{aligned} v_{dc} &= (R_s - r_1) i_d - L i_q^* \omega \\ v_{qc} &= (R_s - r_2) i_q + r_2 i_q^* + \phi \omega^* \end{aligned} \quad (3.95)$$

Précédemment, l'indice (c) fait référence au temps continu. Pour discrétiser la commande, on introduit des bloqueurs d'ordre zéro. Cette commande est appelé commande IDA-PBC émulée (discrétisée à postériori).

### 3.5.5.3 Réglage de la commande

En ce qui concerne le réglage des coefficients  $r_1$  et  $r_2$ , le réglage suivant est proposé. Soit un système du premier ordre :

$$G(p) = \frac{1}{Ap + B} \quad (3.96)$$

avec  $G(p) = \frac{y}{u}$ . La forme PCH de ce système en se basant sur le développement théorique précédent est donnée par

$$\dot{x} = -B\nabla H + \frac{1}{A}u \quad (3.97)$$

soit

$$\dot{\tilde{x}} = -B\nabla H_d + \frac{u - Bx^*}{A} \quad (3.98)$$

avec  $H(x) = \frac{1}{2A}x^2$ ,  $\nabla H = \frac{x}{A}$  et  $\tilde{x} = x - x^*$ . La commande suivante :

$$u = Bx^* + (B - R_d)\tilde{x} \quad (3.99)$$

avec  $R_d > 0$  un coefficient de réglage de la dynamique permet de stabiliser le système selon l'équation suivante :

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{x}} &= -R_d\nabla H_d = -\frac{R_d}{A}\tilde{x} \\ &= -\frac{1}{\tau}\tilde{x} \end{aligned} \quad (3.100)$$

soit l'équation d'un système du premier ordre. Sachant que le temps de réponse à 95% est  $3\tau$ , il en découle que le coefficient de réglage  $R_d$  est égal à  $\frac{3A}{t_r}$ . Sous l'hypothèse que le découplage des axes d-q est parfait, les boucles de courants peuvent être représentées par des systèmes du premier ordre. Ainsi, l'approche définie ci-dessous nous permet alors de régler précisément le temps de réponse des boucles de courants au travers des coefficients de réglage  $r_1$  et  $r_2$ , à savoir :

$$r_1 = \frac{3L_d}{t_r}, \quad r_2 = \frac{3L_q}{t_r} \quad (3.101)$$

### 3.5.5.4 Estimation du couple de charge

Par ailleurs, on constate dans l'expression des contrôleurs qu'il apparait le terme  $x_2^*$  qui dépend du couple de charge inconnu de la machine. Afin de déterminer ce couple de charge, nous pouvons utiliser un régulateur de vitesse dont la sortie représente le couple de charge, ou bien mettre en œuvre

un observateur non linéaire proposé dans [PET01], qui s'écrit sous la forme suivante :

$$\begin{aligned}\frac{d\hat{\omega}}{dt} &= \frac{P}{J} \left( \gamma x_1 + \frac{\phi}{L_q} \right) x_2 - l_1 (\hat{\omega} - \omega) - \frac{1}{J} \hat{C}_r \\ \frac{d\hat{C}_r}{dt} &= l_2 (\hat{\omega} - \omega)\end{aligned}\tag{3.102}$$

où  $l_1$  et  $l_2$  sont des paramètres de réglage positifs.

### 3.5.5.5 Résultats de simulation et d'expérimentation

Dans cette partie deux régulateurs IDA-PBC linéaires sont utilisés pour les boucles internes. Ils ont un comportement feedforward et une simple saturation est utilisée pour la protection des composants, un dispositif anti-windup n'est donc pas nécessaire. Toutefois, afin de compenser les variations paramétriques, un faible effet intégrateur est ajouté, ainsi qu'un diapositif anti-windup. Etant donné que la commande proposée ne comporte pas d'intégrateur. La période d'échantillonnage des boucles internes est fixée à 200  $\mu\text{s}$  comme précédemment. Par ailleurs, la boucle externe (contrôle de la vitesse) est géré par un régulateur RST classique défini précédemment.

Pour être compatible avec les précédents tests relatifs aux régulateurs RST, les mêmes conditions de fonctionnement sont respectées.

**3.5.5.5.1 Simulation : test sain [0 – 2500] tr/min** La figure 3.20 montre que le contrôle de la vitesse et des courants est assuré. Nous pouvons observer que le courant  $i_q$  est un peu en avance sur sa consigne. En ce sens, la commande IDA-PBC intègre un terme prédictive "feedforward" au travers du terme  $\phi\omega^*$  défini dans l'équation (3.94). Si l'on remplace dans l'équation (3.94), la vitesse de référence  $\omega^*$  par la vitesse mesurée  $\omega$ , on retrouve alors les termes de la commande vectorielle classique. Ces termes sont alors tout simplement les compensations des forces électromotrices.

**3.5.5.5.2 Simulation : test de robustesse [0 – 2500] tr/min** Un test de robustesse est effectué selon les conditions opératoires suivantes : une augmentation de 50 % sur la résistance, une augmentation de 50% sur l'inductance  $L_d$  et une diminution de 50 % sur l'inductance  $L_q$ . Les mêmes conditions en termes de temps de réponse, d'amortissement et de période d'échantillonnage sont utilisées. La figure 3.21 montre les résultats de simulation. Cette commande ne comporte pas d'effet intégrateur. Un effet intégrateur est rajouté aux régulateurs de courant selon l'axe q et d ( $K_{iq} = 200$  et  $K_{id} = 500$ ) afin d'avoir une erreur statique nulle en régime permanent. Nous remarquons que la commande est robuste vis-à-vis des variations paramétriques même en appliquant des variations contraignantes sur la résistance et les deux inductances selon l'axe q et d.

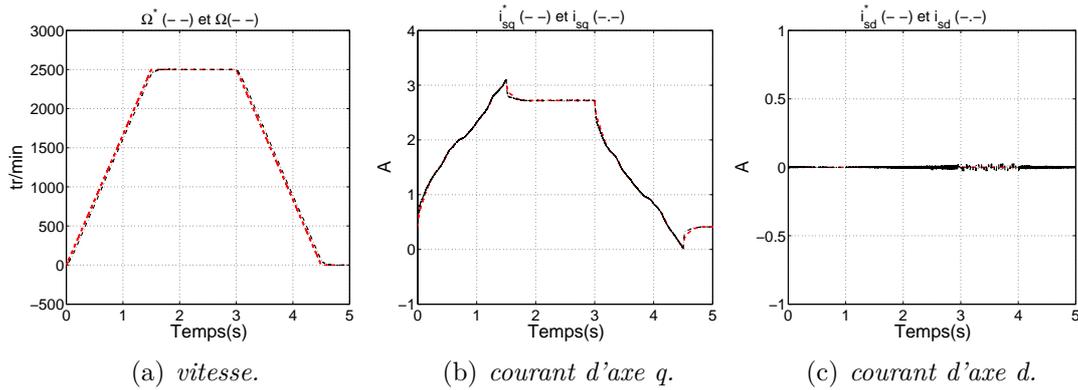


Figure 3.20 – Résultats de la commande FOC avec un régulateur IDA-PBC émulée pour une rampe de vitesse de  $[0 - 2500]$  tr/min.

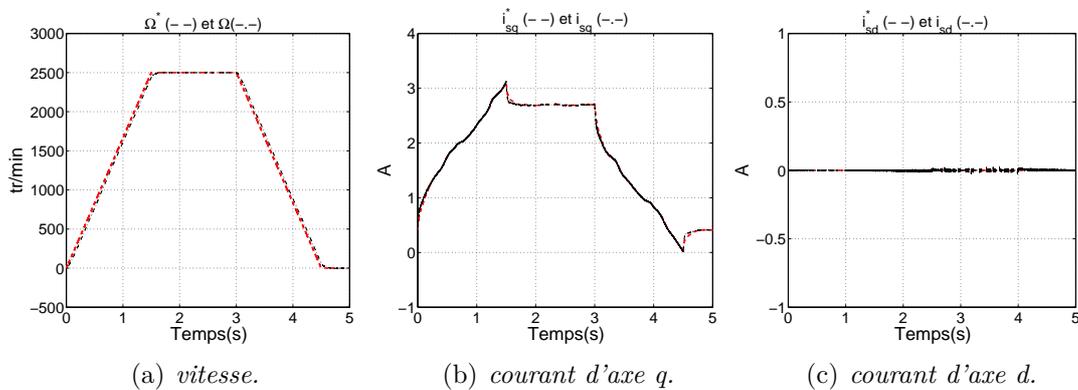


Figure 3.21 – Résultats de la commande FOC avec un régulateur IDA-PBC émulée pour une rampe de vitesse de  $[0 - 2500]$  tr/min.

**3.5.5.5.3 Expérimentation : test sain  $[0 - 2500]$  tr/min** Dans ce qui suit le même test en simulation est reproduit en expérimentation. La figure 3.22 montre les résultats d'expérimentation. Dans ce test les mêmes gains sont utilisés. Nous remarquons un pilotage correct de la vitesse et des courants de l'axe q et d.

**3.5.5.5.4 Expérimentation : test de robustesse  $[0 - 2500]$  tr/min** Dans ce qui suit, les mêmes variations paramétriques en simulation sont appliquées en expérimentation sans changer la dynamique des boucles de vitesse et de courant avec les mêmes gains d'intégrateurs. Nous remarquons que les régulateurs sont robustes et les trajectoires ne sont pas affectées par les variations appliquées (cf. figure 3.23).

**3.5.5.5.5 Test pour une période d'échantillonnage de  $300 \mu s$**  Comme seconde étape, nous augmentons la période d'échantillonnage des boucles internes à  $300 \mu s$ .

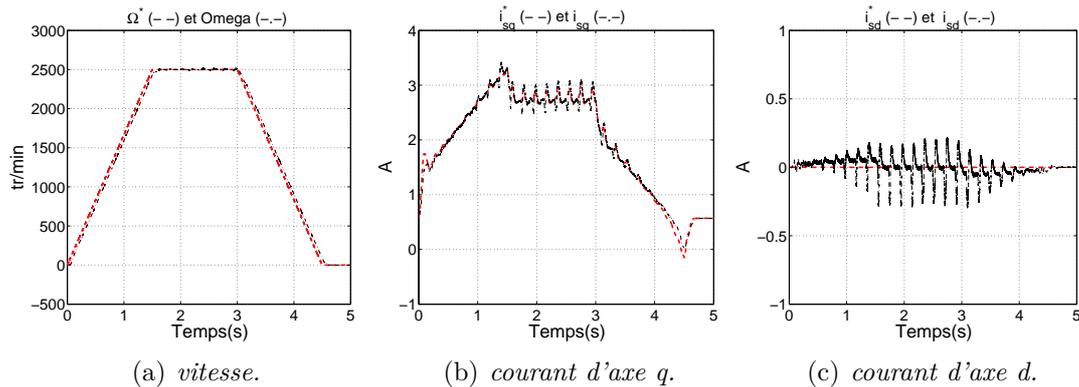


Figure 3.22 – Résultats de la commande FOC en expérimentation avec un régulateur IDA-PBC émulée pour une rampe de vitesse de  $[0 - 2500]$  tr/min.

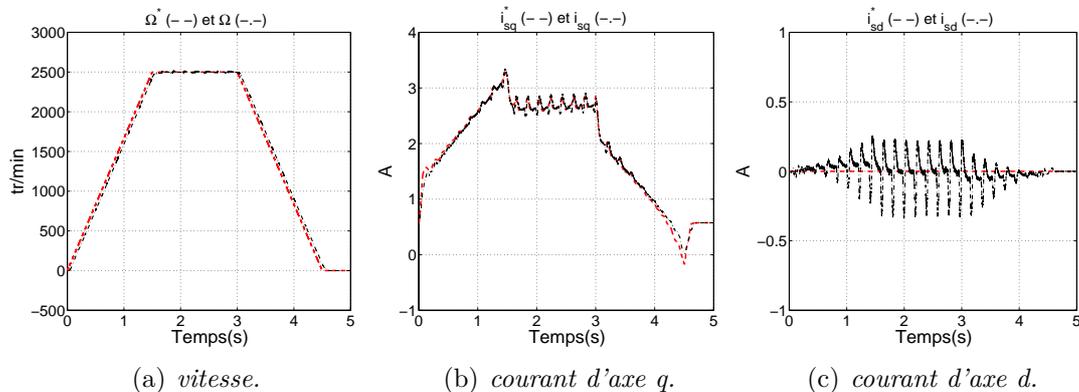


Figure 3.23 – Résultats de la commande FOC en expérimentation avec un régulateur IDA-PBC émulée pour une rampe de vitesse de  $[0 - 2500]$  tr/min.

Comme on pouvait s'y attendre, la stabilité n'est pas préservée à  $300 \mu\text{s}$ . Pour résoudre cet inconvénient, on propose une nouvelle méthode qui permet d'augmenter la période d'échantillonnage tout en préservant cette stabilité et les performances.

### 3.5.6 Commande IDA-PBC échantillonnée

#### 3.5.6.1 Introduction

Dans cette section, un nouveau contrôleur échantillonné est développé selon une méthodologie développée dans [TIE10a]. Il s'agit d'une manière générale de concevoir une commande discrète reproduisant sous échantillonnage les dynamiques du système continu en boucle fermée, dites dynamiques cibles ou idéales [MON08, TIE10b, MON11]. L'objectif est de concevoir des lois constantes par morceaux qui assurent la stabilité au point d'équilibre  $x^*$  bien que l'on augmente la dynamique de la commande à période d'échantillonnage constante. Ce même principe peut être employé pour conce-

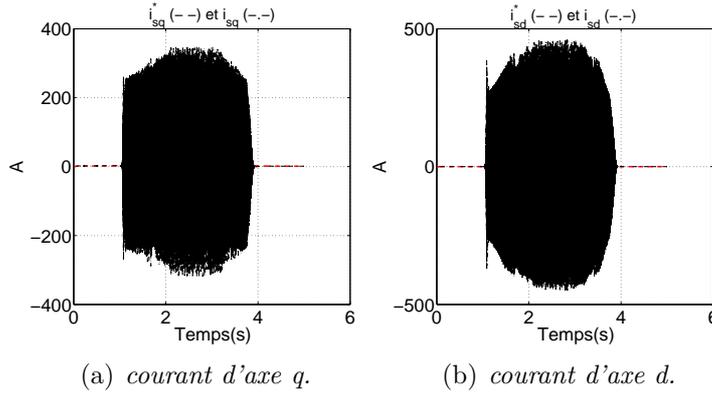


Figure 3.24 – Résultats de la commande FOC avec un régulateur IDA-PBC émulée à une période d'échantillonnage de  $300 \mu\text{s}$ .

voir une commande à période d'échantillonnage importante tout en conservant la dynamique des boucles constantes. C'est dans ce second contexte que nous positionnons notre travail.

Dans ce qui suit, l'état du système continu bouclé est noté  $x_c$ . A un instant  $t=kT_e$  avec  $T_e > 0$  la période d'échantillonnage, l'état échantillonné est noté par  $x_k$ , sa valeur à l'instant  $t = (k + 1)T_e$  est  $x_{k+1}$ . Ainsi, s'il existe une commande  $v_k$  qui correspond au comportement énergétique de  $v_c$ , l'équation suivante doit être vérifiée pour tout  $x_k$  :

$$H_d(x_{k+1}) - H_d(x_k) = \int_{kT_e}^{(k+1)T_e} \dot{H}_d(x_c(\tau)) d\tau. \quad (3.103)$$

Le membre de gauche de l'équation (3.103) représente l'évolution de l'énergie désirée du système échantillonné et peut être calculé de la manière suivante [MON08, TIE10b, MON11] :

$$H_d(x_{k+1}) - H_d(x_k) = \frac{1}{2} \left( e^{T_e((\mathcal{J}-\mathcal{R})Qx+g(\cdot)u_k)} - I_d \right) (x_k - \bar{x})^T Q (x_k - \bar{x}) \quad (3.104)$$

où  $e^f(\cdot) := 1 + \sum_{N \geq 1} \frac{L_f^N}{N!}$  est la série exponentielle ou série de Lie associée à  $f(\cdot)$ ,  $I_d$  est l'identité et  $L_f(\lambda(x)) = \sum_{i=1}^n f_i(\cdot) \frac{\partial \lambda(x)}{\partial x_i}$  exprime la dérivée de Lie de  $\lambda$  le long de  $f$ , évaluée en  $x$  [TIE10b]. Le terme de la partie droite de l'équation (3.103) représente l'évolution de l'énergie de  $x_c$  et peut être calculé comme suit :

$$\begin{aligned} & \int_{kT_e}^{(k+1)T_e} \dot{H}_d(x_c(\tau)) d\tau \\ &= H_d(x_c(t = (k+1)T_e)) - H_d(x_c(t = kT_e)) \\ &= x_k^T \left( \left( e^{T_e(\mathcal{J}-\mathcal{R})Q} \right)^T Q e^{T_e(\mathcal{J}_d-\mathcal{R}_d)Q} - Q \right) x_k \end{aligned} \quad (3.105)$$

La commande échantillonnée  $v_k$  est décrite par un développement en série en  $T_e$  autour de la

commande à temps continu  $v_{d0} = v_c|_{t=kT_e}$  tel que  $v_k = v_{d0} + \sum_{N \geq 1} \frac{T_e}{(N+1)!} v_{dN}$  où chaque terme  $v_{dN}$  est appelé terme correcteur. Les termes correcteurs  $v_{dN}$  sont calculés en comparant les termes homogènes en  $T_e$  dans l'égalité (3.103). Le calcul d'une solution exacte est difficile, en raison de la non-linéarité du système en temps continu, une solution intéressante en pratique peut être proposée par des approximations d'ordre croissant, par exemple, au premier ordre :

$$v_{d0} = v_{dc} \quad (3.106)$$

$$v_{d1} = \dot{v}_{dc} \quad (3.107)$$

### 3.5.6.2 Application à un système simple

Pour mieux appréhender cette méthodologie, nous l'avons appliqué sur un système simple, à savoir un système du premier ordre. Soit un système décrit dans le domaine de Laplace sous la forme suivante :

$$H(p) = \frac{1}{Ap + B} \quad (3.108)$$

conduisant alors à la commande passive en temps continu :

$$v_0 = Bx^* + (B - R_d)(x - x^*), \quad \text{avec } R_d \geq 0 \quad (3.109)$$

Les termes correctifs  $v_n$  sont alors reliés par la relation de récurrence suivante :

$$\begin{aligned} v_1 &= -\frac{B-R_d}{A}(x - x^*) \\ v_n &= -\frac{R_d}{A}v_{n-1}, \quad \text{pour } n \geq 2 \end{aligned} \quad (3.110)$$

conduisant à des commandes simples, performantes et peu gourmandes en temps de calcul. Cette loi de commande a été appliquée à un tel système (représentatif d'une boucle de contrôle des courants d'axe d-q) pour une entrée en échelon et puis a été comparée avec la commande passive émulée et la commande passive continue. Les figures 3.25-3.26 montrent les courants  $i_q$  régulés par la commande IDA-PBC en temps continu, émulée (échantillonnage *a posteriori* de la commande continue, équation 3.109) ou échantillonnée (équation 3.109 et 3.110) en présence d'un échelon de courant à vitesse nulle. Le courant  $i_{qc}$  représente le courant régulé par la commande IDA-PBC en temps continu,  $i_{qe}$  représente le courant régulé par la commande IDA-PBC émulée et  $i_{qk}$  représente le courant régulé par la commande IDA-PBC échantillonnée. Les résultats de simulation montrent qu'avec le réglage adopté ( $T_e = 100\mu s$ , temps de réponse  $t_r$  à 95% égale à  $2T_e$ ), le courant  $i_{qe}$  est fortement oscillant, tandis que le courant  $i_{qk}$  est plutôt amorti.

La figure 3.26 montre qu'une augmentation de l'ordre  $N$  de la commande échantillonnée permet de reproduire au-mieux la commande en temps continu.

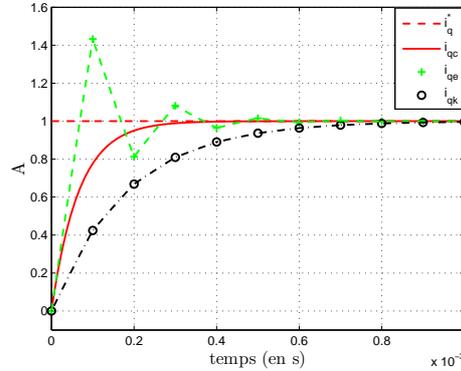


Figure 3.25 – Représentation des courants -  $T_e = 100 \mu s, r_1 = 0.65, r_2 = 0.65, N = 1$

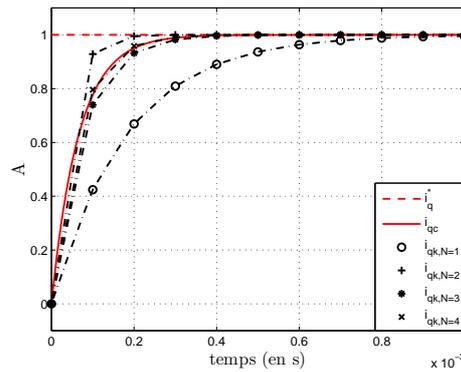


Figure 3.26 – Représentation des courants -  $T_e = 100 \mu s, r_1 = 0.65, r_2 = 0.65, N = 1$  a 4

### 3.5.6.3 Application à la MSAP

L'application de cette méthodologie au cas de la MSAP donne :

$$v_{dk} = v_{d0} + \frac{T_e}{2!} v_{d1} \quad (3.111)$$

$$v_{qk} = v_{q0} + \frac{T_e}{2!} v_{q1} \quad (3.112)$$

où  $v_{d0}$  et  $v_{q0}$  représente les commandes en temps continu, les termes  $v_{d1}$  et  $v_{q1}$  sont calculés comme suit :

$$v_{d1} = \frac{T_e}{2} ((R_s - r_1)) \dot{i}_d - L_d \dot{i}_q^* \dot{\omega} + (L_d - L_q) \omega^* \dot{i}_q \quad (3.113)$$

$$v_{q1} = \frac{T_e}{2} (R_s - r_2) \dot{i}_q \quad (3.114)$$

avec

$$\begin{aligned}\dot{i}_d &= (-R_s i_d + P\Omega L_q i_q + v_{d0})/L_d \\ \dot{i}_q &= (-R_s i_q - P\Omega(L_d i_d + \phi) + v_{q0})/L_q \\ \dot{\Omega} &= (P(L_d - L_q) i_d i_q + P\phi i_q - f\Omega - \hat{\tau}_l)/J\end{aligned}\tag{3.115}$$

Dans le cas d'une machine à pôles lisses ( $L_d=L_q=L$ ), les expressions deviennent :

$$v_{d1} = \frac{T_e}{2}((R_s - r_1)i_d - Li_q^* \dot{\omega})\tag{3.116}$$

$$v_{q1} = \frac{T_e}{2}(R_s - r_2)i_q\tag{3.117}$$

avec

$$\begin{aligned}\dot{i}_d &= (-R_s i_d + P\Omega L i_q + v_{d0})/L \\ \dot{i}_q &= (-R_s i_q - (L i_d + \phi)P\Omega + v_{q0})/L \\ \dot{\Omega} &= (P\phi i_q - f\Omega - \hat{\tau}_l)/J\end{aligned}\tag{3.118}$$

### 3.5.6.4 Résultats de simulation et d'expérimentation

Dans cette partie, nous allons tout d'abord montrer les résultats de l'application de ces régulateurs sur les boucles internes discrétisées à une période d'échantillonnage de  $300 \mu s$ . Par la suite, nous montrerons des résultats à  $500 \mu s$ . Les résultats sont montrés pour les mêmes points de fonctionnement que lors des précédents tests et le même profil de couple de charge. Seulement, la dérivée première des deux régulateurs est utilisée, car nous avons remarqué que le fait d'utiliser le deuxième terme n'améliore pas les trajectoires.

**3.5.6.4.1 Simulation : test sain  $[0 - 2500]$  tr/min à  $T_e = 300 \mu s$**  La figure 3.27 représente les résultats à  $300 \mu s$ . Nous remarquons que la stabilité est préservée néanmoins une sensibilité par rapport au bruit de mesure apparaît qui est nettement visible sur le courant de l'axe d (cf. figure 3.27(c)).

**3.5.6.4.2 Simulation : test de robustesse  $[0 - 2500]$  tr/min à  $T_e = 300 \mu s$**  La figure 3.28 représente les résultats à  $300 \mu s$  avec les mêmes variations paramétriques que dans le cas de l'IDA-PBC émulée. Les mêmes valeurs d'intégrateur sont utilisées ici. Nous voyons l'effet apporté par le terme correctif d'ordre 1 spécialement lors des transitoires aux instants 1.5s et 4.5s comparativement aux résultats montrés à la figure 3.21(b).

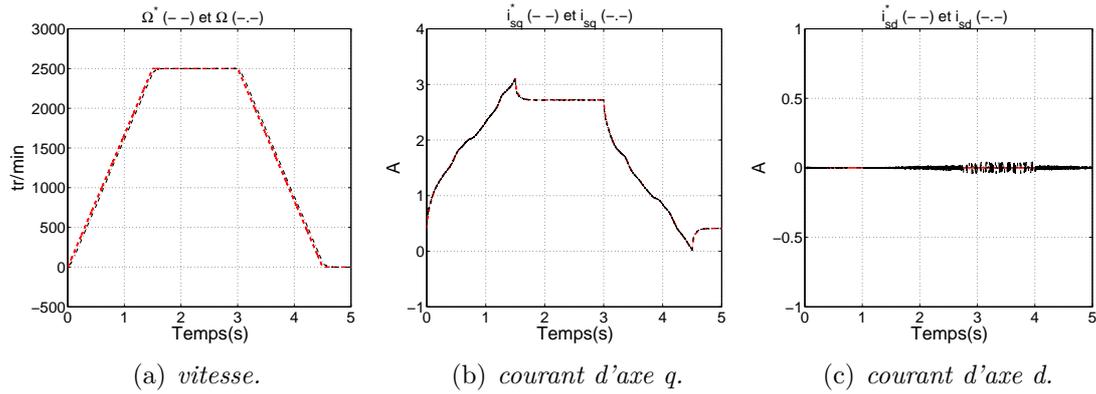


Figure 3.27 – Résultats de la commande FOC avec un régulateur IDA-PBC échantillonnée pour une rampe de vitesse de  $[0 - 2500]$  tr/min.

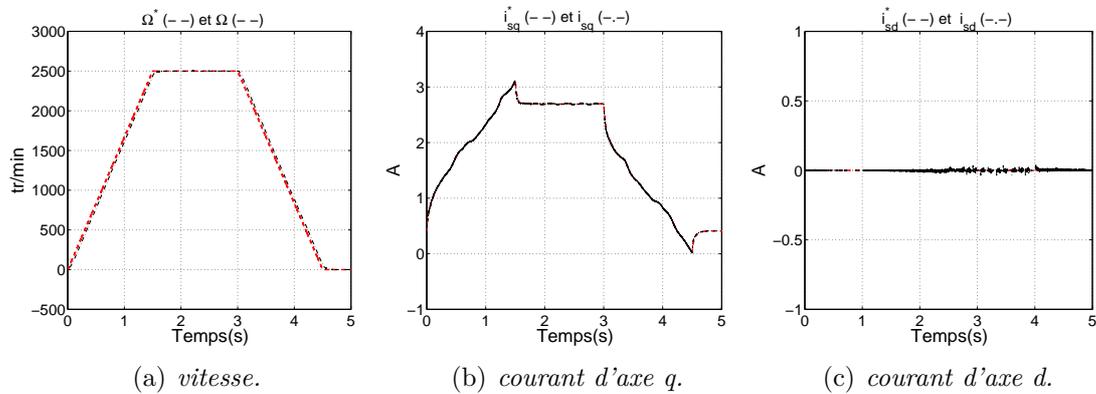


Figure 3.28 – Résultats de la commande FOC avec un régulateur IDA-PBC échantillonnée pour une rampe de vitesse de  $[0 - 2500]$  tr/min.

**3.5.6.4.3 Expérimentation : test sain  $[0 - 2500]$  tr/min à  $T_e = 300 \mu s$**  La figure 3.29 montre les résultats d'expérimentation. Nous pouvons observer que la stabilité est préservée comparativement aux commandes IDA-PBC émulée, RST classique et RST polynomiale. Néanmoins, des tests de robustesse s'imposent pour pouvoir montrer la fiabilité de cette nouvelle loi de commande.

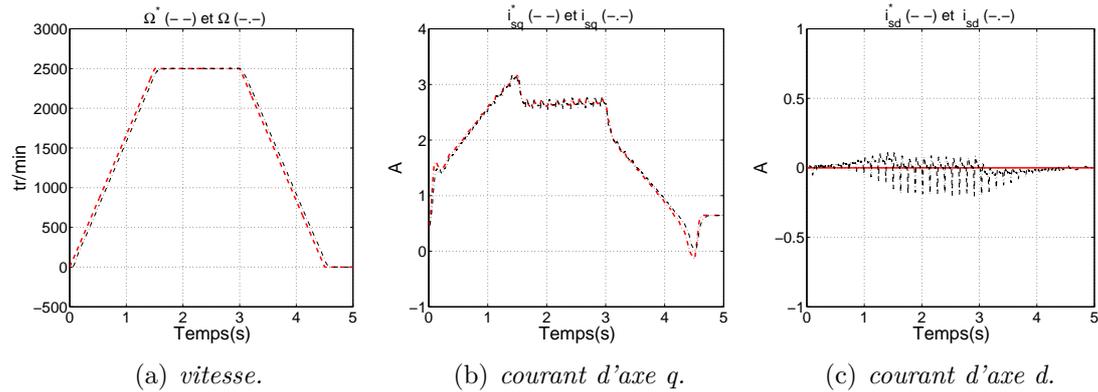


Figure 3.29 – Résultats d'expérimentation de la commande FOC avec un régulateur IDA-PBC échantillonnée pour une rampe de vitesse de  $[0 - 2500]$  tr/min.

**3.5.6.4.4 Expérimentation : test de robustesse  $[0 - 2500]$  tr/min à  $T_e = 300 \mu s$**  Les mêmes variations paramétriques sur la résistance et les deux inductances sont appliquées en expérimentation. Nous pouvons constater que les trajectoires ne sont pas affectées par ces variations (cf. figure 3.30).

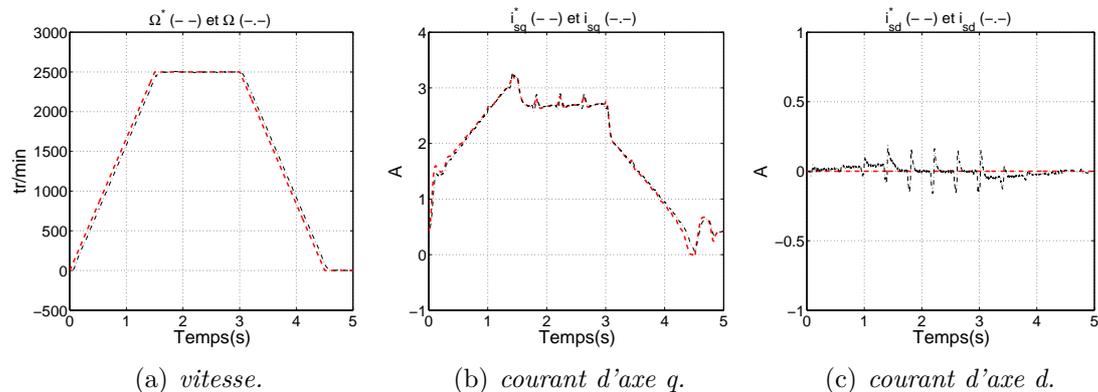


Figure 3.30 – Résultats d'expérimentation de la commande FOC avec un régulateur IDA-PBC échantillonnée pour une rampe de vitesse de  $[0 - 2500]$  tr/min.

Dans ce qui suit, nous allons montrer que nous pouvons augmenter la période d'échantillonnage à  $500 \mu s$  tout en préservant le contrôle des courants. Uniquement des tests de robustesse seront montrés afin d'alléger la présentation.

**3.5.6.4.5 Simulation : test de robustesse  $[0 - 2500]$  tr/min à  $T_e = 500 \mu s$**  La figure 3.31 représente les résultats à  $500 \mu s$  avec les variations paramétriques définies auparavant. Nous remarquons que la stabilité est préservée malgré une petite sensibilité au bruit de mesure qui commence à apparaître dans les courants selon les axes q et d.

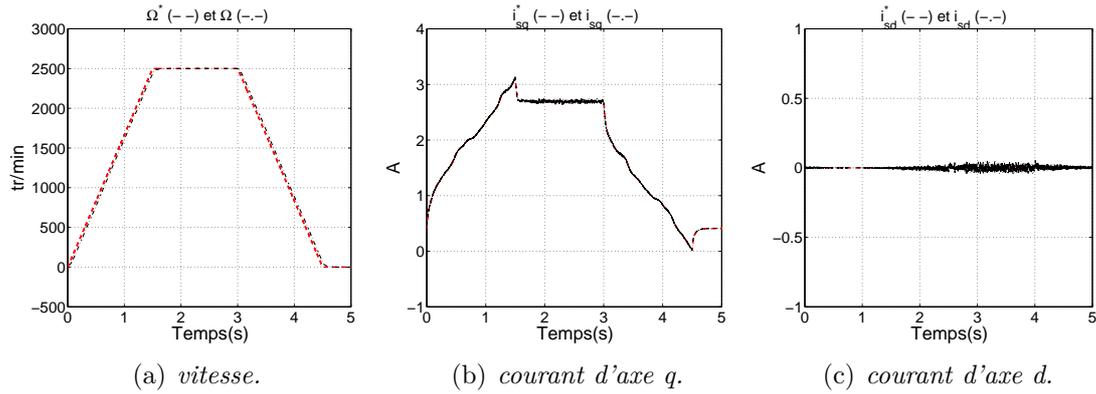


Figure 3.31 – Résultats de la commande FOC avec un régulateur IDA-PBC échantillonnée pour une rampe de vitesse de  $[0 - 2500]$  tr/min.

**3.5.6.4.6 Expérimentation : test de robustesses  $[0 - 2500]$  /tr/min à  $T_e = 500 \mu s$**  Les résultats sont montrés dans la figure 3.32.

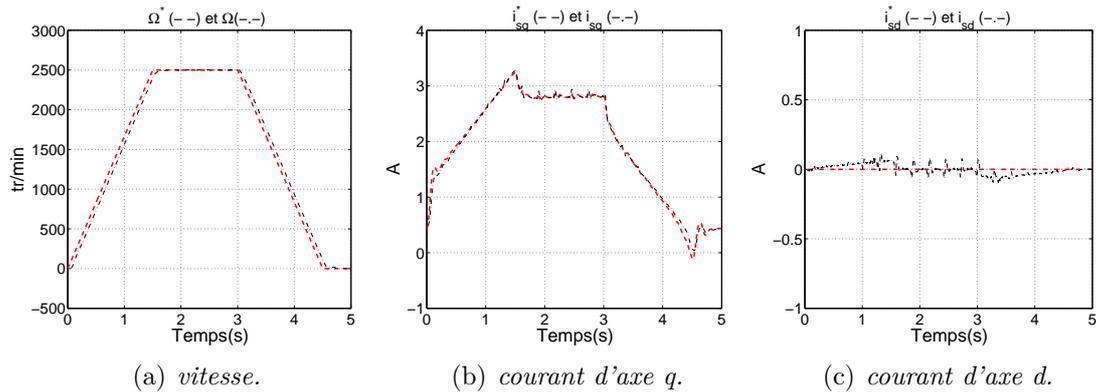


Figure 3.32 – Résultats d'expérimentation de la commande FOC avec un régulateur IDA-PBC échantillonnée pour une rampe de vitesse de  $[0 - 2500]$  tr/min à  $T_e = 500 \mu s$ .

Dans les figures présentées précédemment, on remarque que pour une période d'échantillonnage assez élevée, la stabilité est préservée pour un temps de réponse des courants fixé à 1 ms et une période d'échantillonnage de  $500 \mu s$ . Ainsi, on arrive au régime permanent en deux itérations. On remarque aussi que la vitesse est plus stable dans le cas où les régulateurs de la boucle interne sont échantillonnées à  $500 \mu s$  que dans le cas où on utilise deux régulateurs RST ou IDA-PBC émulée (commande continue discrétisée par un bloqueur d'ordre zéro) à  $200 \mu s$ . Cette dernière remarque peut être appuyée lorsque nous visualisons les figures 3.32(b) et 3.32(c) où nous voyons une nette amélioration dans la trajectoire des courants. L'analyse de robustesse montre que cette commande est aussi robuste que les autres commandes de type RST. Ces résultats montrent très nettement les avantages offerts par ce régulateur en termes de performance.

**3.5.6.4.7 Analyse du coût algorithmique** D'après les Tableaux 3.1 et 3.2, le coût algorithmique (nombre d'opérations/période d'échantillonnage) montre que la commande basée sur l'IDA-PBC émulée est plus économique par rapport aux régulateurs RST et l'IDA-PBC échantillonnée. Toutefois, selon le réglage et la période d'échantillonnage adoptés, la commande IDA-PBC émulée a des performances limitées en terme de stabilité ce qui est le contraire de l'IDA-PBC échantillonnée. Par ailleurs, plus nous augmentons la période d'échantillonnage et plus la commande échantillonnée proposée devient avantageuse du point de vue de la stabilité et du coût algorithmique.

Tableau 3.1 – Complexité algorithmique (Régulateurs RST)

	Régulateur RST classique		Régulateur RST en poursuite	
	Nombre d'additions et de soustraction	Nombre de multi- plications	Nombre d'additions et de soustraction	Nombre de multi- plications
Machine à pôles lisses et saillant	13	19	8	12

Tableau 3.2 – Complexité algorithmique (Commande IDA-PBC)

	Commande émulée		Commande échantillonnée	
	Nombre d'additions et de soustraction	Nombre de multi- plications	Nombre d'additions et de soustraction	Nombre de multi- plications
Machine à pôles lisses	3	6	8	16
saillants	4	8	10	20

## 3.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le développement de quatre types de commande et analysé leurs performances principalement sous l'angle de l'influence de la période d'échantillonnage. La commande IDA-PBC échantillonnée a montré très clairement ses avantages en termes de stabilité bien que la période d'échantillonnage est relativement importante. Ainsi, une telle loi de commande est implantable sur les processeurs "moyennement" performants.

Dans le chapitre qui va suivre, nous allons associer un observateur pour la mise au point du pilotage sans capteur mécanique.

# Bibliographie

- [AKR07a] A. Akrad, M. Hilairet, R. Ortega, D. Diallo, "**Interconnection and Damping Assignment Approach for Reliable PM Synchronous Motor Control**", *Colloquium on Reliability in Electromagnetic Systems IET*, Paris, France, 2007.
- [AKR07b] A. Akrad, M. Hilairet, R. Ortega, D. Diallo, "**Commande de la machine synchrone à aimants permanents par l'assignation de l'interconnexion et de l'amortissement**", *Congrès Electrotechnique du Futur*, Toulouse, 2007.
- [AKR10] A. Akrad, "**Analyse et synthèse d'un contrôleur numérique pour la commande tolérante aux défauts du capteur mécanique d'une machine synchrone à aimants permanents**", *Thèse de doctorat de l'Université Paris-Sud*, Gif-sur-Yvette.
- [AND09a] R.N. Andriamalala, H. Razik, L. Baghli, F.M. Sargos, "**Digital Vector Control of a Six-Phase Series-Connected Two-Motor Drive**", *34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics, IECON*, pp.3084-3089, Orlando, 23 January 2009.
- [AND09b] R.N. Andriamalala, H. Razik, F.M. Sargos, "**Indirect-Rotor-Field-Oriented-Control of a Double-Star Induction Machine Using the RST Controller**", *34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics, IECON*, pp. 3108-3113, Orlando, 23 janvier 2009.
- [BEC04] M. Becherif, "**Contribution aux techniques de façonnement d'énergie : Application à la commande des systèmes électromécaniques**", *Thèse de doctorat de l'Université Paris-Sud 11*, 2004.
- [CAZ97] F. Cazaurang, "**Commande robuste des systèmes plats - Application à la commande d'une machine synchrone**", *Thèse de doctorat de l'Université Bordeaux*, 1997.

- 
- [CAM10] M.B. Camara, H. Gualous, F. Gustin, A. Berthon, B. Dakyo, "**DC/DC converter design for supercapacitor and battery power management in hybrid vehicle applications polynomial control strategy**", *IEEE transactions on industrial electronics*, Vol. 57, no 2, February 2010.
- [CAR08] S. Carrière, S. Caux, M. Fadel, "**Optimal LQI Synthesis for Speed Control of Synchronous Actuator under Load Inertia Variations**", *Proceedings of the 17th World Congress The International Federation of Automatic Control*, pp. 5831-5836, Seoul-Korea, 2008.
- [EBR03] H. Ebrahimirad, S. Vaez-Zadeh, M. Jalili-Kharaajoo, "**Robust sliding mode control applied to speed control of PM synchronous motors**", *International Symposium on Signals, Circuits and Systems*, Vol. 1, pp. 317-320, 2003.
- [FLI92] M. Flies, J. Lévine, Ph. Martin, P. Rouchon, "**Sur les systèmes non linéaires différentiellement plats**", *Comptes rendus de l'Académie des sciences, Série 1, Mathématique*, I-315, pp. 619-624, 1992.
- [FRI02] L. Fridman, A. Levant, "**Higher order sliding modes**", in : *W. Perruquetti, J.P. Barbot (Eds.), Sliding Mode Control in Engineering, Marcel Dekker*, pp. 53-101, New-York, 2002.
- [GOD03] E. Godoy, E. Ostertag, "**A complete methodology for the design of a digital control law for PWM inverters**", *10th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, Toulouse, France, 2003.
- [HAS06] S. Hassaine, S. Moreau, C. Ogab, B. Mazari, "**Robust Speed Control of PMSM using Predictive Generalised and Sliding Mode Control System Based on Reference Model**", *International Review of Electrical Engineering*, Vol. 1, N°2, pp. 286-294, 2006.
- [KHA00] H. Khalil, "**Nonlinear Systems 3<sup>rd</sup> ed. Upper Saddle River**", NJ *Prentice Hall*, 2000.
- [KHA11] M. Khanchoul, M. Hilairret, "**Design and comparison of different RST controllers for PMSM control**", *37th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics IECON*, 2011.
-

- [KHA12] M. Khanchoul, M. Hilairet, D. Normand-Cyrot, "**Commande passive échantillonnée d'une machine synchrone à aimants permanents**", *7<sup>ème</sup> Conférence Internationale Francophone d'Automatique, CIFA*, 2012.
- [KRI01] R. Krishnan, "**Electric Motor Drives : Modeling, Analysis, and Control**", *Prentice Hall*, 2001.
- [LAC11] S. Lacroix, M. Hilairet, E. Laboure, "**A high performance RST controller for on board battery charger**", *Annual Conference of IEEE Industrial Electronics IECON*, pp.4552 -4557, 2011.
- [LAG07] S. Laghrouche, F. Plestan, A. Glumineau, "**Higher order sliding mode control based on integral sliding mode**", *Automatica*, Vol. 43, pp. 531-537, 2007.
- [LEO96] W. Leonard, "**Control of electrical drives**", Springer, 1996.
- [LI09] Y. Li ; J. Son ; J. Lee, "**PMSM speed controller using switching algorithm of PD and Sliding mode control**", *ICCAS-SICE, 2009*, pp. 1260-1266, 2009.
- [LOU04] J. P. Louis, "**Modèles pour la commande des actionneurs électriques**", *Edition Hermes, Lavoisier*, 2004.
- [MAR09] S. Mariethoz, A. Domahidi, M. Morari, "**A model predictive control scheme with torque ripple mitigation for permanent magnet motors**", *35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics (IECON)*, pp. 2943-2948, 2009.
- [MEK10] F. Mekri, M. Machmoum, N. Aït-Ahmed, B. Mazari, "**A comparative study of voltage controllers for series active power filter**", *Electric Power Systems Research*, vol. 80, pp. 615-626, 2010.
- [MON08] S. Monaco, D. Normand-Cyrot and F. Tiefensee, "**From passivity under sampling to a new discrete-time passivity concept**", *Proc. 47th IEEE CDC*, pp. 3157-3162, 2008.
- [MON11] S. Monaco, D. Normand-Cyrot and F. Tiefensee "**Sampled-Data Stabilization ; A PBC Approach**", *IEEE Transactions on Automatic Control*, pp. 907-912, N° 4, 2011.
- [ORT98] R. Ortega, A. Loria, P.J. Nicklasson, H. Sira-Ramirez, "**Passivity based control of Euler-Lagrange systems**", *Springer-Verlag*, Berlin, 1998.

- 
- [ORT02] R. Ortega, A. Van der Schaft, B. Maschke, G. Escobar, "**Interconnection and damping assignment passivity based control of port controlled Hamiltonian systems**", *Automatica*, Vol 38(4), pp 585-596, 2002.
- [ORT89] R. Ortega, M. Spong, "**Adaptive motion control of rigid robots : A tutorial**", *Automatica*, Vol. 25, No. 6, pp 877-888, 1989.
- [ORT04] R. Ortega, E. Garcia-Canseco, "**Interconnection and Damping Assignment Passivity-Based Control : A Survey**", *European Journal of Control*, pp. 432-450, 2004.
- [ORT99] R. Ortega, A.J. Van der Schaft, B. Maschke, G. Escobar, "**Energy shaping of port controlled Hamiltonian systems by interconnection**", *IEEE Conference on Decision and Control*, 1999.
- [OST99] E. Ostertag, "**Steady-state error-free RST-controller design : a double Diophantine equation approach**", *Proc. 5th European Control Conference (ECC)*, Karlsruhe, Germany, 1999
- [OST05] E. Ostertag, E. Godoy, "**RST-controller design for sinewave references by means of an auxiliary Diophantine equation**", *Proceedings of 44th IEEE Conference on Decision and Control, and the European Control Conference*, Seville, Spain, December 2005.
- [PLE07] F. Plestan, A. Glumineau, G.J. Bazani, "**New robust position control of a synchronous motor by high order sliding mode**", *46th IEEE Conference on Decision and Control*, pp. 3697-3702, 12-14 December 2007.
- [PET01] V. Petrovic, R. Ortega, A.M. Stankovic, "**Interconnection and Damping Assignment Approach to Control of PM Synchronous Motors**", *IEEE Transactions on Automatic Control*, pp. 811-819, 2001.
- [PIN10] A. Pintea, D. Popescu, P. Borne, "**Robust control for wind power systems**", *18th Mediterranean Conference on Control Automation*, Morocco, Marrakech, June 23-25, 2010.
- [ROT07] F. Rotella, I. Zambettakis, "**Commande des systèmes par platitude**", *Techniques de l'Ingénieur*, 10 Septembre 2007.
-

- [SHI07] X.L. Shi, F. Morel , B. Allard, D. Tournier, J.M. Retif, "**A Digital-Controller Parameter-Tuning Approach, Application to a Switch-Mode Power Supply**", *ISIE*, 2007.
- [SHI02] X.L. Shi, B. Allard, D. Tournier, J.M Retif, F. Morel, "**Digital control strategies for switch-mode power supply**", *Annual Conference of IEEE Industrial Electronics (IECON)*, Vol 149, no. 2, pp. 165-172, 2002.
- [SON08] K. Song, W. Liu, G. Luo, "**Permanent magnet synchronous motor field oriented control and HIL Simulation**", *Vehicle Power and Propulsion Conference*, pp. 1-6, September 2008.
- [TAK81] M. Takegaki, S. Arimoto, "**A new feedback method for dynamic control of manipulators**", *ASME Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control*, pp. 119-125, 1981.
- [TAL09] R. Talj, D. Hissel, R. Ortega, M. Becherif, M. Hilairet, "**Experimental validation of a PEM fuel cell reduced order model and a moto-compressor higher order sliding mode control**", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 57, N°6, pp. 1906-1913, 2010.
- [TIE10a] F. Tiefensee, S. Monaco and D.Normand-Cyrot, "**IDA-PBC under sampling for Port Controlled Hamiltonian - PCH -systems**", *Proc. ACC*, pp. 1811-1816, 2010.
- [TIE10b] F. Tiefensee, M. Hilairet, D. Normand-Cyrot, O. Bethoux, "**Sampled-data energetic management of a Fuel Cell/Supercapacitor system**", *Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, 2010.
- [VAS98] P. Vas, "**Sensorless vector and direct torque control**", Oxford University Press, 1998.
- [VAN96] A.J. Van der Schaft, "**L2-Gain and Passivity Techniques in Nonlinear Control**", *Springer-Verlag*, Berlin, 1996.



# Chapitre 4

## Commande sans capteur mécanique de la machine synchrone à aimants permanents

### Sommaire

---

<b>4.1</b>	<b>Introduction</b>	<b>156</b>
<b>4.2</b>	<b>Etat de l'art des observateurs</b>	<b>156</b>
<b>4.3</b>	<b>Synthèse d'un observateur adaptatif</b>	<b>159</b>
4.3.1	Modélisation de la MSAP en vue de la commande sans capteur mécanique	159
4.3.2	Estimation des composantes de la f.e.m dans le repère $\alpha, \beta$	160
4.3.3	Observateur adaptatif	161
4.3.4	Estimation de la position	162
4.3.5	Mise en oeuvre en temps-réel	163
4.3.6	Résultats de simulation	165
4.3.6.1	Simulation : test sain : $[0 - 400 - 2500]$ tr/min	166
4.3.6.2	Simulation : test de robustesse : $[0 - 400 - 2500]$ tr/min	166
4.3.6.3	Fonctionnement à haute vitesse : $[0 - 3000 - 7000]$ tr/min	167
<b>4.4</b>	<b>Synthèse d'un observateur adaptatif étendu</b>	<b>168</b>
4.4.1	Observateur de perturbation augmenté	168
4.4.2	Résultats de simulations	170
4.4.2.1	Simulation : test sain : $[0 - 400 - 2500]$ tr/min	170

4.4.2.2	Simulation : test de robustesse : [0 – 400 – 2500] tr/min . . . . .	170
4.4.3	Résultats expérimentaux . . . . .	171
4.4.3.1	Expérimentation : test sain [0 – 400 – 2500] tr/min . . . . .	171
4.4.3.2	Expérimentation : test de robustesse : [0 – 400 – 2500] tr/min . . . . .	172
4.4.4	Simulation : test haute vitesse : [3000 – 7000] tr/min . . . . .	172
<b>4.5</b>	<b>Conclusion . . . . .</b>	<b>174</b>
	<b>Références . . . . .</b>	<b>175</b>
	<b>Conclusions générales . . . . .</b>	<b>180</b>

---

## 4.1 Introduction

Aujourd'hui dans le domaine de l'aéronautique, de l'automobile, ainsi que dans le domaine de la traction, les capteurs de position sont toujours utilisés pour le pilotage des moteurs à vitesse variable. L'utilisation des capteurs de position reste une solution fiable et garantie le bon fonctionnement du moteur sur une large plage de fonctionnement couple/vitesse. Néanmoins, son utilisation reste onéreuse. Il en découle que dans de multiples applications, on recherche à remplacer le capteur de position par des solutions logiciels. Ceci est rendu possible grâce au progrès technologique apporté au microprocesseur et à l'amélioration des techniques d'estimation.

L'application de ces techniques d'estimations, en lieu et place du capteur de position, doit assurer un comportement proche de son comportement nominal. Il est donc important lors de la mise œuvre de l'algorithme d'estimation de se concentrer sur la précision et la fiabilité de cet algorithme sur une large plage de fonctionnement, balayant ainsi toutes les contraintes imposées sur le système complet.

Dans ce chapitre, nous allons présenter premièrement un point rapide sur les différents observateurs utilisés pour le pilotage sans capteur des machines synchrones à aimants permanents et conclure sur un choix d'observateur vis-à-vis de notre application. Dans un deuxième temps, nous allons présenter la modélisation de la machine en vue de la commande sans capteur mécanique. Troisièmement, une description de la conception de l'observateur, ainsi que des résultats de simulation et d'expérimentation sont présentés.

## 4.2 Etat de l'art des observateurs

Les différentes techniques de synthèse d'observateurs pour les machines synchrones à aimants permanents peuvent être classés en deux catégories :

- Approche fondée sur l'injection de signaux à haute fréquence,
- Approche fondée sur le modèle d'état de la machine.

La première approche est principalement utilisée dans le cas des machines saillantes. Cette technique exploite l'effet de saillance de la machine, qu'elle soit géométrique ou magnétique. L'idée de cette technique est de pouvoir injecter un signal d'excitation supplémentaire à haute fréquence qui est indépendant de l'alimentation nominale de la machine. Il existe deux approches

d'injection de signaux :

- La première consiste à superposer le signal injecté à l'excitation fondamentale de la machine [MIR07],
- La deuxième consiste à utiliser une modulation de largeur d'impulsion (MLI) modifiée [ARI07].

Dans ces techniques, la résistance est négligée parce que les signaux injectés ont une fréquence entre 0.5 et 3 kHz, tandis que le courant dépendra surtout de l'inductance. La position du rotor sera ensuite extraite à partir de la mesure des courants ou de la tension à haute fréquence via les outils du traitement numérique du signal. Ces techniques sont très efficaces à basse vitesse. Néanmoins, elle présente de réels inconvénients à haute vitesse. En effet, elles accroissent le bruit acoustique, les ondulations de couple, ainsi que des pertes fer supplémentaires [WAL05].

La deuxième catégorie est fondée sur l'utilisation du modèle de la machine. Nous pouvons citer quelques observateurs :

- L'observateur dit de Luenberger : la synthèse de ce dernier est fondée sur les équations du système sans prendre en compte les bruits sur les mesures, les variations paramétriques et les perturbations. Cela peut se traduire par une sensibilité aux bruits de mesures et aux variations paramétriques si aucune précaution n'a été prise par le concepteur. La version non linéaire de cet observateur est difficile à synthétiser. Dans [KAZ98] est présentée, une extension des travaux de Luenberger au cas non-linéaire. La synthèse de cet observateur nécessite une résolution d'une équation aux dérivées partielles. Cette technique a été appliqué dans [POU08] pour le cas d'une machine synchrone à aimants permanents. Cette observateur est relativement difficile à synthétiser et demande un coût algorithmique important.
- Le filtre de Kalman : cet observateur possède de bonnes propriétés de stabilité, néanmoins le coût de calcul est important [DHA91, XU03]. Toutefois, de nombreux travaux théoriques depuis les années 70 ont permis de réduire son coût algorithmique. Dans [HIL01, BOU04, AKR08, HIL09], des applications de ces principes aux cas des machines électriques montrent que nous pouvons obtenir une réduction du coût de calcul de l'ordre de 21%.
- De nombreux observateurs ne font pas parti des deux premières catégories. Dans cette troisième section, nous pouvons inclure :

L'observateur à redondance analytique, son nom vient du fait de la correction appliquée à la vitesse et la position pendant les transitoires de fonctionnement en exploitant la redondance d'information portée par l'axe d. Dans la littérature plusieurs ouvrages ont montré la difficulté d'application de cette méthode qui est due à la dérivée appliquée au courant d'axe d et q pour l'estimation de la position. Cet effet de dérivation est néfaste si les mesures sont bruitées. Néanmoins, dans [CAU07, CAU02], une solution a été proposée qui se résume par l'implantation de trois filtres, le premier au niveau des tensions de l'axe d et q pour éliminer la fréquence de hachage, un deuxième filtre est implanté au niveau des dérivées de courant d et q et un troisième qui est implanté au niveau de l'erreur de la fem selon l'axe d pour assurer une bonne convergence.

Les observateurs basés sur l'estimation de la fem (observateur adaptatif) [SIC97, SHI03, CHE03, NAH04, XU04, EOM08, ANE08]. Ils permettent de déterminer indirectement les grandeurs mécaniques (vitesse, position). Ils se caractérisent par une bonne estimation à haute vitesse, mais se dégradent à très basse vitesse. Dans [LEE10] est proposé un nouvel observateur non-linéaire basé sur l'estimation du flux dans le repère  $(\alpha, \beta)$ . L'état dans cet observateur est lié à l'entrée de commande par la relation suivante :

$$\begin{aligned} \dot{x} &= u \\ u &= -R_s i_{\alpha\beta} + v_{\alpha\beta} \end{aligned} \tag{4.1}$$

Nous pouvons montrer que le vecteur  $\eta(x) = x - L i_{\alpha\beta}$  a une norme Euclidienne  $\|\eta(x)\|^2$  égale au module du flux carré. Cette information est utilisée comme un élément clé dans l'observateur. L'observateur est modélisé par l'équation suivante :

$$\dot{\hat{x}} = u + \frac{\gamma}{2} \eta(\hat{x}) (\Phi^2 - \|\eta(x)\|^2) \tag{4.2}$$

En expérimentation cet observateur présente un inconvénient à très basse vitesse. Néanmoins, dans notre application qui nécessite des points de fonctionnement à haute vitesse, cet observateur présente des propriétés adéquates et un coût de calcul réduit.

Parmi l'ensemble de ses techniques d'estimation, nous avons opté pour un observateur adaptatif lequel montre de bonnes performances en moyenne et haute vitesses, ainsi qu'un coût algorithmique réduit. L'application visée induit très rarement des fonctionnements à basse vitesse (uniquement au démarrage du compresseur), il en résulte que les performances sans capteur

mécanique ne seront peu pénalisées par les performances peu exceptionnelles de cet observateur à basse vitesse.

## 4.3 Synthèse d'un observateur adaptatif

### 4.3.1 Modélisation de la MSAP en vue de la commande sans capteur mécanique

Les équations électrique de la machine synchrone dans le repère  $\alpha, \beta$  sont obtenues à partir des équations (3.11) et (3.18) et sont données comme suit :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} &= \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} -R_s & -\omega(L_d - L_q) \\ \omega(L_d - L_q) & -R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \\ &+ \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} + \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.3)$$

où  $e_\alpha, e_\beta$  représentent les composantes des fem étendues dans le repère  $\alpha, \beta$  et sont définies par les expressions suivantes :

$$e = \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = ((L_d - L_q)(\omega i_d - \frac{di_q}{dt}) + \phi\omega) \begin{bmatrix} -\sin \theta \\ \cos \theta \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

Dans le cas d'une machine synchrone à rotor lisse les équations (4.3) et (4.4) peuvent être exprimées par :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{L} \begin{bmatrix} -R_s & 0 \\ 0 & -R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

avec

$$e = \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = \phi\omega \begin{bmatrix} -\sin \theta \\ \cos \theta \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

### 4.3.2 Estimation des composantes de la f.e.m dans le repère $\alpha, \beta$

Dans cette partie, l'observateur d'état et de perturbation va être utilisé pour estimer les composante de la fem dans le repère  $\alpha, \beta$ . Cet observateur va donc permettre d'estimer les composantes étendues des fem  $\hat{e}_\alpha, \hat{e}_\beta$  qui sont alors considérées comme des perturbations lentement variables vis-à-vis des grandeurs électriques [NAH04], soit :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha \\ \hat{e}_\alpha \end{bmatrix} &= \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} -R_s & -1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha \\ \hat{e}_\alpha \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} k_{\alpha 1} \\ k_{\alpha 2} \end{bmatrix} \tilde{i}_\alpha \\ &+ \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} (v_\alpha - \hat{\omega}(L_d - L_q)i_\beta) \end{aligned} \quad (4.7)$$

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_\beta \\ \hat{e}_\beta \end{bmatrix} &= \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} -R_s & -1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_\beta \\ \hat{e}_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} k_{\beta 1} \\ k_{\beta 2} \end{bmatrix} \tilde{i}_\beta \\ &+ \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} (v_\beta + \hat{\omega}(L_d - L_q)i_\alpha) \end{aligned} \quad (4.8)$$

avec  $\tilde{i}_\alpha = \hat{i}_\alpha - i_\alpha, \tilde{i}_\beta = \hat{i}_\beta - i_\beta$ .

La dynamique de l'erreur d'estimation est donnée comme suit :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tilde{i}_\alpha \\ \tilde{e}_\alpha \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_{\alpha 1} - \frac{R_s}{L_d} & -\frac{1}{L_d} \\ k_{\alpha 2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_\alpha \\ \tilde{e}_\alpha \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tilde{i}_\beta \\ \tilde{e}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_{\beta 1} - \frac{R_s}{L_d} & -\frac{1}{L_d} \\ k_{\beta 2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_\beta \\ \tilde{e}_\beta \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

avec  $\tilde{e}_\alpha = \hat{e}_\alpha - e_\alpha, \tilde{e}_\beta = \hat{e}_\beta - e_\beta$ . Les gains  $k_{\alpha 1}, k_{\alpha 2}, k_{\beta 1}, k_{\beta 2}$  permettent d'imposer la dynamique de convergence des deux observateurs. Ce choix est fait par le biais d'un placement de pôle.

### 4.3.3 Observateur adaptatif

En s'appuyant sur les équations (4.4), sous l'hypothèse que la dérivée de la vitesse soit nulle, ainsi que la dérivée seconde du courant d'axe  $q$  soit nulle, les composantes estimées de la fem dans le repère  $\alpha, \beta$  sont gouvernées par les équations différentielles suivantes :

$$\begin{aligned}\dot{e}_\alpha &= -\omega e_\beta \\ \dot{e}_\beta &= \omega e_\alpha\end{aligned}\quad (4.11)$$

Ici, les termes  $\omega (L_d - L_q) \frac{di_d}{dt} \sin(\theta)$  et  $\omega (L_d - L_q) \frac{di_d}{dt} \cos(\theta)$  sont supposés négligeables car le courant  $i_d$  peut être considéré comme une grandeur constante asservie autour de zéro. A partir de ce modèle, nous pouvons concevoir l'estimateur suivant :

$$\begin{aligned}\dot{\hat{e}}_\alpha &= -\hat{\omega} \hat{e}_\beta - l(\hat{e}_\alpha - \hat{e}_\alpha) \\ \dot{\hat{e}}_\beta &= \hat{\omega} \hat{e}_\alpha - l(\hat{e}_\beta - \hat{e}_\beta)\end{aligned}\quad (4.12)$$

avec  $l$  est un gain positif,  $\hat{e}_\alpha, \hat{e}_\beta$  les "mesures" (issues de l'observateur d'état et de perturbation). La figure 4.1 illustre ces précédents propos.

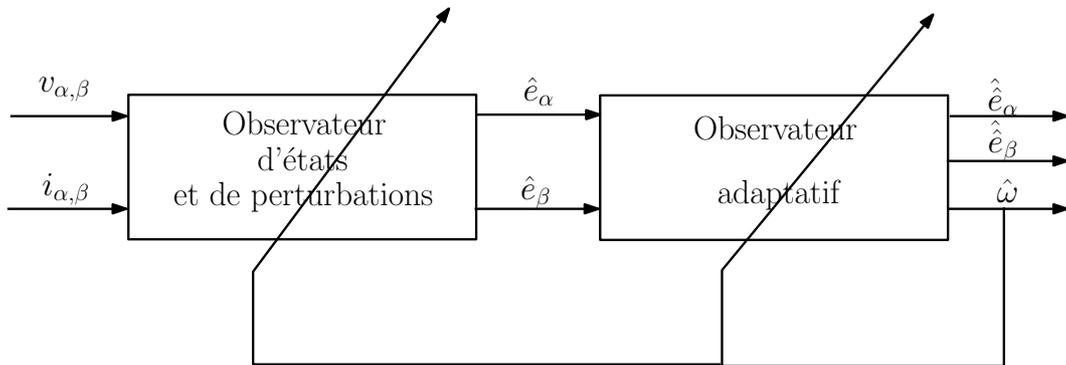


Figure 4.1 – Structure de l'observateur adaptatif

La dynamique de l'erreur d'estimation est donnée par :

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{e}}_\alpha &= -\tilde{\omega} e_\beta - l\tilde{e}_\alpha \\ \dot{\tilde{e}}_\beta &= \tilde{\omega} e_\alpha - l\tilde{e}_\beta\end{aligned}\quad (4.13)$$

avec  $\tilde{e}_\alpha = \hat{\hat{e}}_\alpha - \hat{e}_\alpha$ ,  $\tilde{e}_\beta = \hat{\hat{e}}_\beta - \hat{e}_\beta$ . Afin de garantir la stabilité du système d'erreur ci-dessus, on peut se fixer une fonction de Lyapunov candidate  $V = \frac{1}{2}(\tilde{e}_\alpha^2 + \tilde{e}_\beta^2 + \tilde{\omega}^2)$ . La dérivée de cette

fonction est :

$$\dot{V} = -l(\tilde{e}_\alpha^2 + \tilde{e}_\beta^2) + \tilde{\omega}\dot{\tilde{\omega}} + \tilde{\omega}(-\tilde{e}_\alpha\hat{e}_\beta + \tilde{e}_\beta\hat{e}_\alpha) \quad (4.14)$$

où  $\tilde{\omega} = \hat{\omega} - \omega$ . La stabilité de l'observateur adaptatif est prouvée si  $\dot{\tilde{\omega}} = \tilde{e}_\alpha\hat{e}_\beta - \tilde{e}_\beta\hat{e}_\alpha$ , sous l'hypothèse que la vitesse du moteur est constante entre deux pas de calcul, c.a.d  $\dot{\omega} = 0$ . L'observateur de vitesse est donné par l'équation :

$$\hat{\omega}[k] = K_i \int_0^{kT_s} (\tilde{e}_\alpha\hat{e}_\beta - \tilde{e}_\beta\hat{e}_\alpha) dt \quad (4.15)$$

avec  $K_i$  est un gain positif qui impose la dynamique de la vitesse estimée. La dynamique d'estimation pendant les transitoire de vitesse est corrigée par l'ajout d'un terme proportionnel à l'erreur, donc l'estimateur de vitesse devient :

$$\hat{\omega}[k] = K_p(\tilde{e}_\alpha\hat{e}_\beta - \tilde{e}_\beta\hat{e}_\alpha) + K_i \int_0^{kT_s} (\tilde{e}_\alpha\hat{e}_\beta - \tilde{e}_\beta\hat{e}_\alpha) dt \quad (4.16)$$

Dans ces travaux, les paramètres  $K_i$  et  $K_p$  sont ajustés de manière empirique.

### 4.3.4 Estimation de la position

La position est calculée à partir des fem estimées via la relation suivante :

$$\hat{\theta} = \tan^{-1}(-\hat{e}_\alpha, \hat{e}_\beta) \quad (4.17)$$

La position est calculée à  $\pi$  près en prenant en compte le signe de la vitesse du rotor. Ce calcul est présenté par le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} \text{si } \hat{\omega} > 0, \hat{\theta} = \tan^{-1}(-\hat{e}_\alpha, \hat{e}_\beta) \\ \text{sinon } \hat{\theta} = \tan^{-1}(-\hat{e}_\alpha, \hat{e}_\beta) + \pi \end{cases} \quad (4.18)$$

Le concept de cet algorithme implique que la variation de la position entre deux pas de calcul est égale à  $|\hat{\omega}|T_e$ , elle sera donc limitée en fonction de la vitesse en se fondant sur l'expression

suivante :

$$\begin{aligned}\Delta\theta_{max} &= 1.5 |\hat{\omega}| T_e \\ \Delta\theta_{min} &= -\Delta\theta_{max}\end{aligned}\quad (4.19)$$

Si la variation de la position ne se situe pas dans la borne montrée dans l'équation ci-dessus, alors la variation de la position est limitée à la valeur maximale. Cet algorithme assure que la valeur de l'erreur entre la position estimée et la position réelle est toujours négligeable. Le schéma 4.2 montre le principe de cet algorithme (voir [KIM96]).

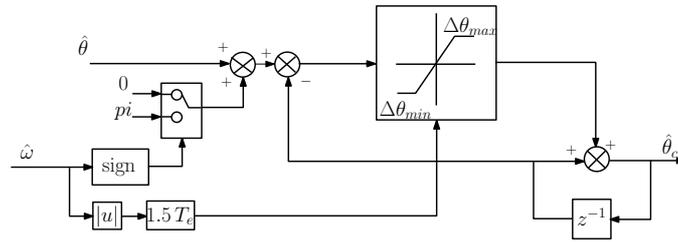


Figure 4.2 – Algorithme de compensation de la position estimée.

### 4.3.5 Mise en oeuvre en temps-réel

Pour la discrétisation des observateurs, nous avons décomposé les équations (4.7) et (4.8) en 2 sous-système d'ordre 2 afin de diminuer le coût algorithmique, soit :

$$\begin{aligned}X_{\alpha,\beta}[k|k-1] &= A_{\alpha,\beta}X_{\alpha,\beta}[k-1|k-1] + B_{\alpha,\beta}U_{\alpha,\beta}[k-1] \\ X_{\alpha,\beta}[k|k] &= X_{\alpha,\beta}[k|k-1] + K_{\alpha,\beta}[k] (i_{\alpha,\beta}[k] - C_{\alpha,\beta}X_{\alpha,\beta}[k|k-1])\end{aligned}\quad (4.20)$$

avec  $A_{\alpha,\beta}$ ,  $B_{\alpha,\beta}$  et  $C_{\alpha,\beta}$  des matrices à coefficients constants. De même pour les équations qui modélisent l'observateur adaptatif (4.12) et le régulateur PI (4.16), elles sont discrétisées respectivement par une approche exacte et une approximation de Tustin :

$$\begin{aligned}\hat{e}_{\alpha,\beta}[k|k-1] &= A_e \hat{e}_{\alpha,\beta}[k-1|k-1] \\ \hat{e}_{\alpha,\beta}[k|k] &= \hat{e}_{\alpha,\beta}[k|k-1] - l_e (\hat{e}_{\alpha,\beta}[k|k-1] - \hat{e}_{\alpha,\beta}[k|k-1]) \\ e[k] &= \tilde{e}_{s\alpha}[k] \hat{e}_{s\beta}[k] - \tilde{e}_{s\beta}[k] \hat{e}_{s\alpha}[k] \\ I[k] &= I[k-1] + K_i \frac{T_e}{2} (e[k] + e[k-1]) \\ \hat{\omega}[k] &= K_p e[k] + I[k]\end{aligned}\quad (4.21)$$

avec

$$\left\{ \begin{array}{l} A_c = \begin{bmatrix} 0 & -\hat{\omega} \\ \hat{\omega} & 0 \end{bmatrix} \quad A_e = e^{A_c T_e} = \begin{bmatrix} \cos(\hat{\omega} T_e) & -\sin(\hat{\omega} T_e) \\ \sin(\hat{\omega} T_e) & \cos(\hat{\omega} T_e) \end{bmatrix} \quad L = \begin{bmatrix} l & 0 \\ 0 & l \end{bmatrix} \\ L_e = A_c^{-1} (A_e - I_2) L = \frac{l}{\hat{\omega}} \begin{bmatrix} -1 + \cos(\hat{\omega} T_e) & -\sin(\hat{\omega} T_e) \\ \sin(\hat{\omega} T_e) & 1 - \cos(\hat{\omega} T_e) \end{bmatrix} \\ = \begin{bmatrix} l_e & 0 \\ 0 & l_e \end{bmatrix} \cong \begin{bmatrix} l T_e & 0 \\ 0 & l T_e \end{bmatrix} \end{array} \right. \quad (4.22)$$

Le réglage des gains de l'observateur est issu d'un placement de pôles, soit :

$$\left\{ \begin{array}{l} k_{\alpha 1} = k_{\beta 1} = \frac{R_s}{L_d} - 2\zeta\omega_n \\ k_{\alpha 2} = k_{\beta 2} = L\omega_n^2 \end{array} \right. \quad (4.23)$$

Le choix d'un amortissement  $\zeta$  égal à 0.7 et d'une pulsation propre  $\omega_n$  égale à 5234 rad/s conduisent aux valeurs des paramètres de réglage données dans le Tableau 4.1

Tableau 4.1 – Paramètres de réglage de l'observateur adaptatif.

Paramètre	$k_{\alpha 1}, k_{\beta 1}$	$k_{\alpha 2}, k_{\beta 2}$	$K_p$
Valeur	$-7.1615 \cdot 10^4$	$2.7398 \cdot 10^4$	500

Une optimisation du gain  $K_i$  a été effectuée expérimentalement. Le gain  $K_i$  est variable et fonction de la vitesse comme représenté à la figure 4.3.

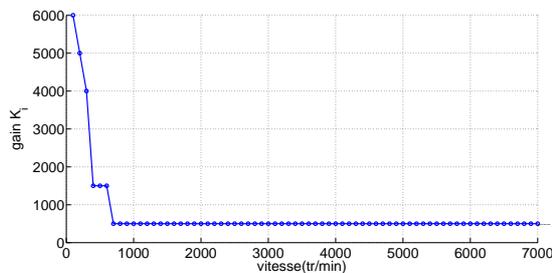


Figure 4.3 – Evolution du gain  $K_i$  en fonction de la valeur absolue de la vitesse.

### 4.3.6 Résultats de simulation

Dans cette partie, nous allons montrer les résultats de simulation de l'association de l'observateur adaptatif et de la commande linéaire IDA-PBC échantillonnée. La structure de la commande sans capteur mécanique est donnée dans la figure 4.4. La période d'échantillonnage électrique est de  $200 \mu s$ , tandis que la période d'échantillonnage mécanique est de  $1 ms$ . Le réglage de la dynamique de contrôle des courants et de la vitesse est la même que pour la commande avec capteur mécanique. Les simulations ont été faites pour plusieurs points de fonctionnement en se basant sur le benchmark donné dans la figure 4.5. Dans un premier temps, nous montrons un test sain pour un démarrage de  $[0 - 400 - 2500]$  tr/min avec le profil de couple de charge précédemment opté dans le chapitre 3. Des tests de robustesse sont montrés par la suite pour la même trajectoire de vitesse.

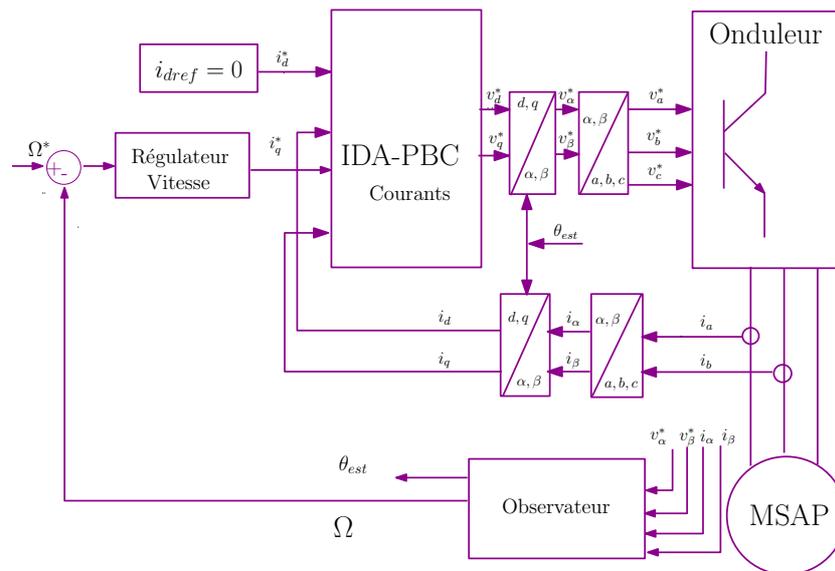


Figure 4.4 – Stratégie de commande sans capteur mécanique.

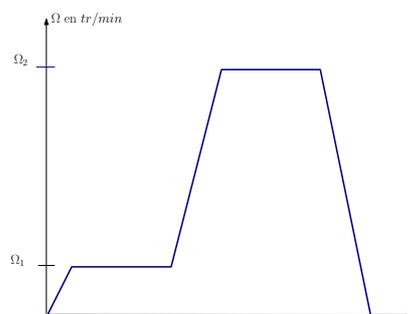


Figure 4.5 – Définition de la trajectoire de vitesse.

## 4.3.6.1 Simulation : test sain : [0 – 400 – 2500] tr/min

La figure 4.6(a) montre la vitesse issue du capteur et la vitesse observée où nous remarquons que les deux vitesses sont superposées sauf au démarrage et à l'arrêt, c.a.d à vitesse nulle ou faible. En effet à vitesse nulle, l'observation de la position et de la vitesse est délicate étant donné que le système est théoriquement inobservable. Ce phénomène peut se voir directement sur l'erreur de la vitesse et sur la position (cf. figure 4.6(d), 4.6(b)) respectivement. Néanmoins, nous assurons un pilotage stable dès la très basse vitesse.

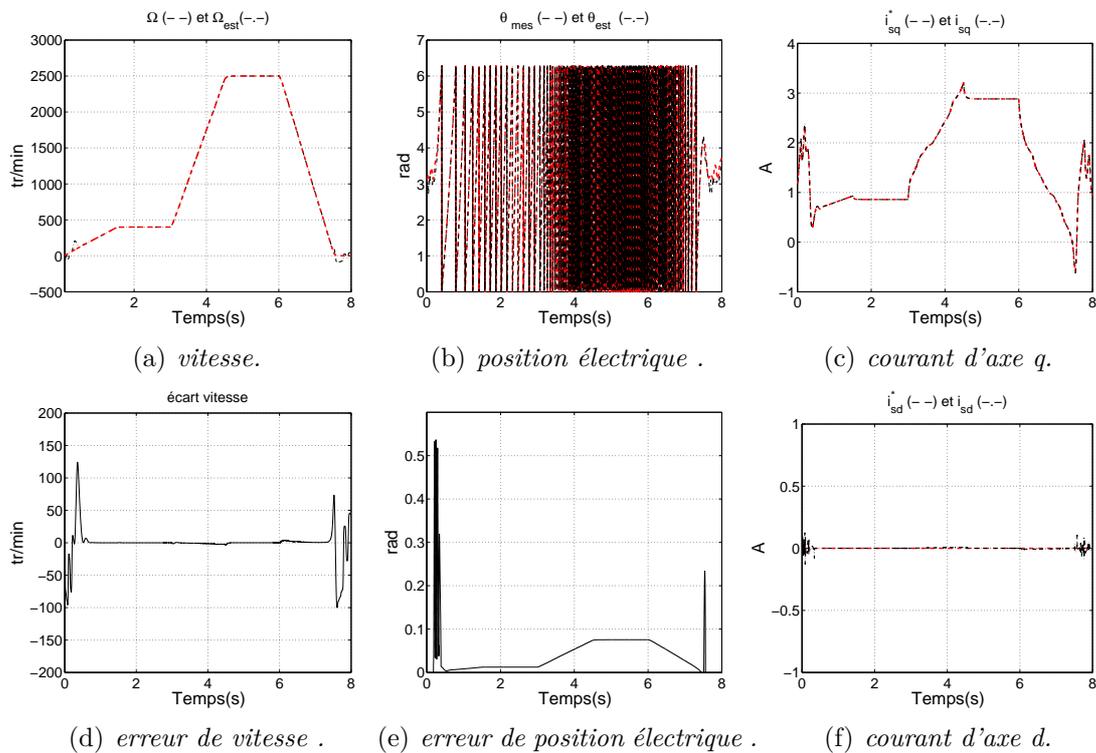


Figure 4.6 – Résultats de simulation de la commande vectorielle sans capteur mécanique pour une rampe de vitesse [0 – 400 – 2500] tr/min.

## 4.3.6.2 Simulation : test de robustesse : [0 – 400 – 2500] tr/min

Dans ce test, nous avons appliqué une variation de +50 % sur la résistance statorique, une augmentation de 25% sur l'inductance  $L_d$ , ainsi qu'une diminution de 25 % sur l'inductance  $L_q$ . La figure 4.7 montre le résultat de simulation obtenu où nous remarquons que l'écart de vitesse au démarrage est plus important que précédemment, ainsi que sur le courant  $i_q$  et la position observée.

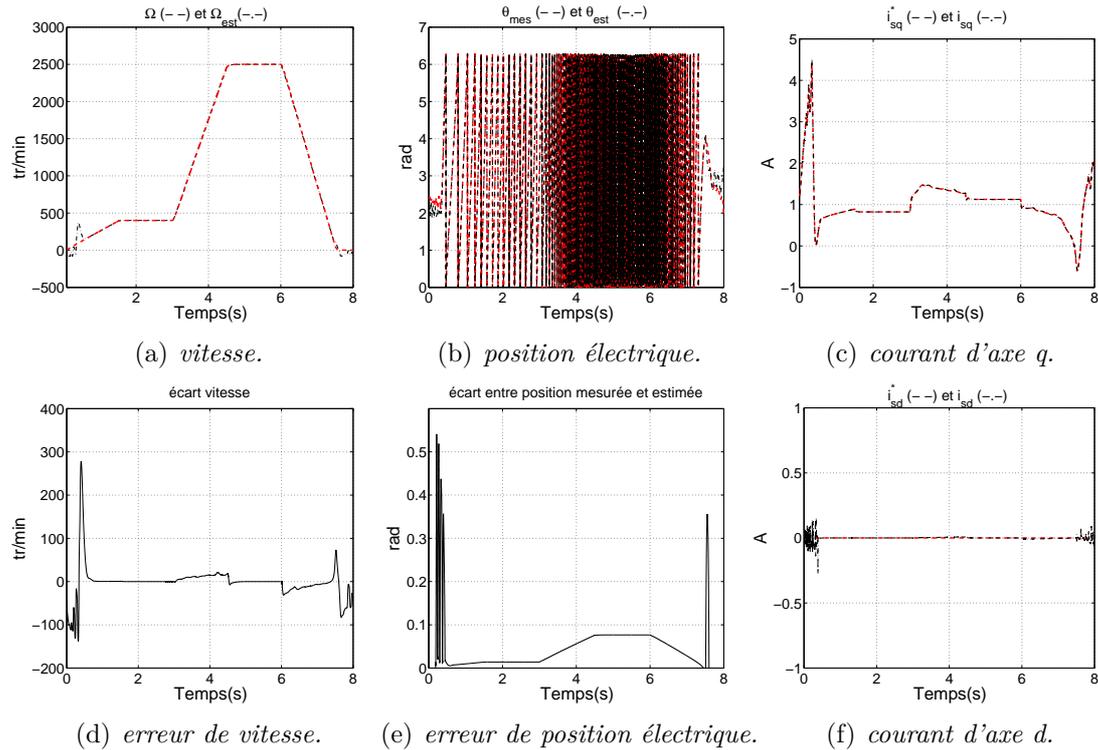


Figure 4.7 – Résultats de simulation de la commande vectorielle sans capteur mécanique pour une rampe de vitesse  $[0 - 400 - 2500]$  tr/min.

#### 4.3.6.3 Fonctionnement à haute vitesse : $[0 - 3000 - 7000]$ tr/min

Dans ce test, la position et la vitesse mécanique sont issues du capteur, les estimations ne sont alors pas utilisées. Nous allons présenter dans ce qui suit la comparaison entre la trajectoire de vitesse issu du capteur et la vitesse estimée ainsi que la comparaison entre les deux positions estimée et mesurée. Les résultats sont donnés dans la figure 4.8. La figure 4.8(a) montre un très grand écart entre la vitesse mesurée et la vitesse estimée, cette erreur est de l'ordre de 3000 tr/min (cf. figure 4.8(b)). Pour expliquer ces résultats, nous allons nous référer aux fem estimées et aux fem mesurées représentées à la figure 4.9. Nous pouvons admettre un petit retard et une erreur en amplitude sur les fem estimées, cependant ces erreurs sont intolérables à haute vitesse.

L'erreur en orientation nous induit une erreur sur la position estimée, tandis qu'une erreur en amplitude induit un biais sur l'estimation de la vitesse. Nous concluons que l'observateur n'arrive pas à estimer les fem car le nombre d'échantillons pour reconstruire les fem sont insuffisants. En d'autres termes, l'hypothèse d'une variation lente de la fem n'est pas vérifiée aux hautes vitesses.

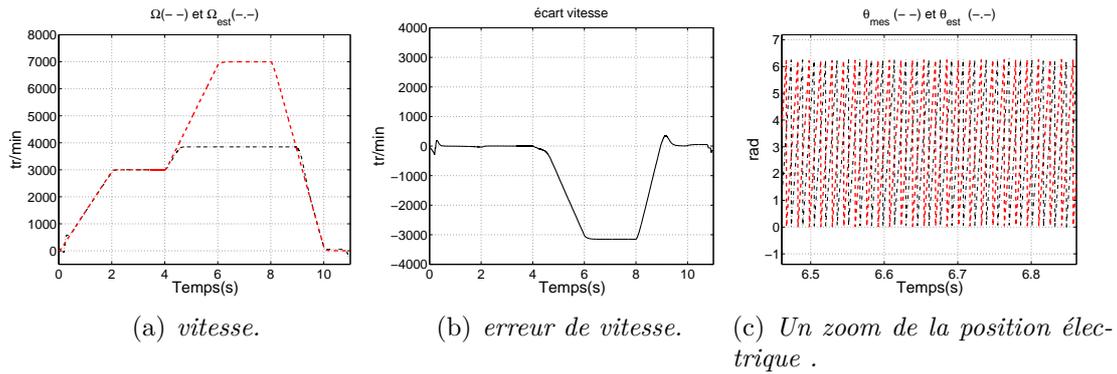


Figure 4.8 – Estimation à hautes vitesses.

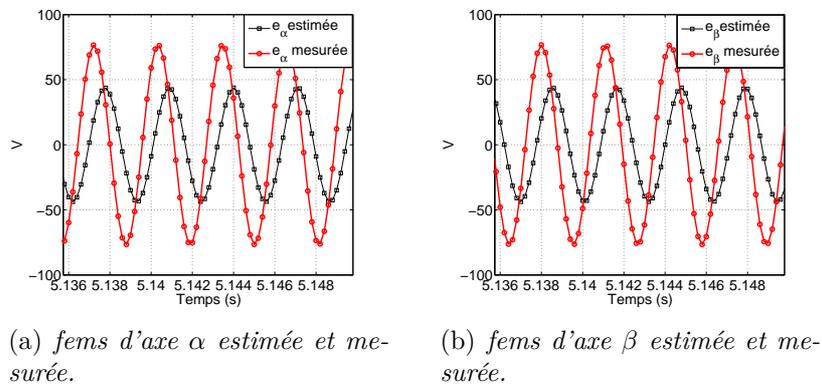


Figure 4.9 – Fems estimées et mesurées.

Pour pouvoir améliorer l'estimation à haute vitesse, nous allons proposer dans la section suivante un deuxième observateur avec un modèle d'ordre supérieur des fems. Cet observateur est conçu sur la base du précédent observateur.

## 4.4 Synthèse d'un observateur adaptatif étendu

### 4.4.1 Observateur de perturbation augmenté

En se fondant sur les équations (4.7) et (4.8), nous pouvons étendre cet observateur d'état et de perturbation à la dérivée seconde de la fem. Dans ce cas, nous considérons que les composantes de la fem évoluent quasi linéairement en fonction du temps. Sur ce principe, nous

construisons deux observateurs d'ordre trois comme suit :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha \\ \hat{e}_\alpha \\ \dot{\hat{e}}_\alpha \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \frac{-1}{L_d} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha \\ \hat{e}_\alpha \\ \dot{\hat{e}}_\alpha \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} k_{\alpha 1} \\ k_{\alpha 2} \\ k_{\alpha 3} \end{bmatrix} \tilde{i}_\alpha + \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} (v_\alpha - \hat{\omega}(L_d - L_q)i_\beta) \quad (4.24)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_\beta \\ \hat{e}_\beta \\ \dot{\hat{e}}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \frac{-1}{L_d} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_\beta \\ \hat{e}_\beta \\ \dot{\hat{e}}_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} k_{\beta 1} \\ k_{\beta 2} \\ k_{\beta 3} \end{bmatrix} \tilde{i}_\beta + \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} (v_\beta + \hat{\omega}(L_d - L_q)i_\alpha) \quad (4.25)$$

La dynamique de l'erreur d'estimation est donnée comme suit :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tilde{i}_\alpha \\ \tilde{e}_\alpha \\ \dot{\tilde{e}}_\alpha \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_{\alpha 1} - \frac{R_s}{L_d} & -\frac{1}{L_d} & 0 \\ k_{\alpha 2} & 0 & 1 \\ k_{\alpha 3} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_\alpha \\ \tilde{e}_\alpha \\ \dot{\tilde{e}}_\alpha \end{bmatrix} \quad (4.26)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tilde{i}_\beta \\ \tilde{e}_\beta \\ \dot{\tilde{e}}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_{\beta 1} - \frac{R_s}{L_d} & -\frac{1}{L_d} & 0 \\ k_{\beta 2} & 0 & 1 \\ k_{\beta 3} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_\beta \\ \tilde{e}_\beta \\ \dot{\tilde{e}}_\beta \end{bmatrix} \quad (4.27)$$

Le réglage des gains de l'observateur est issu d'un placement de pôles comme précédemment, soit :

$$\begin{cases} k_{\alpha 1} = k_{\beta 1} = \frac{R_s}{L_d} - \omega_n (2\zeta + 1) \\ k_{\alpha 2} = k_{\beta 2} = L_d \omega_n^2 (1 + 2\zeta) \\ k_{\alpha 3} = k_{\beta 3} = L_d \omega_n^3 \end{cases} \quad (4.28)$$

Le choix d'un amortissement  $\zeta$  égal à 0.7 et d'une pulsation propre  $\omega_n$  égale à 150 rad/s, conduisent aux valeurs des paramètres de réglage données dans le Tableau 4.2. Pour la discrétisation, nous avons utilisé le même principe de discrétisation exacte proposé précédemment (équation 4.20). La même caractéristique du gain  $K_i$  donnée précédemment est utilisée. Le gain  $K_i$  est variable et fonction de la vitesse comme représentée à la figure 4.3.

Tableau 4.2 – Paramètres de réglage de l’observateur adaptatif.

Paramètre	$k_{\alpha 1}, k_{\beta 1}$	$k_{\alpha 2}, k_{\beta 2}$	$k_{\alpha 3}, k_{\beta 3}$	$K_p$
Valeur	-193.5	54	3375	350

## 4.4.2 Résultats de simulations

### 4.4.2.1 Simulation : test sain : [0 – 400 – 2500] tr/min

Dans le cas d’un fonctionnement sans variation paramétrique, nous pouvons constater que les observations fournies par cet observateur sont de meilleur qualité et tout particulièrement aux basses vitesses.

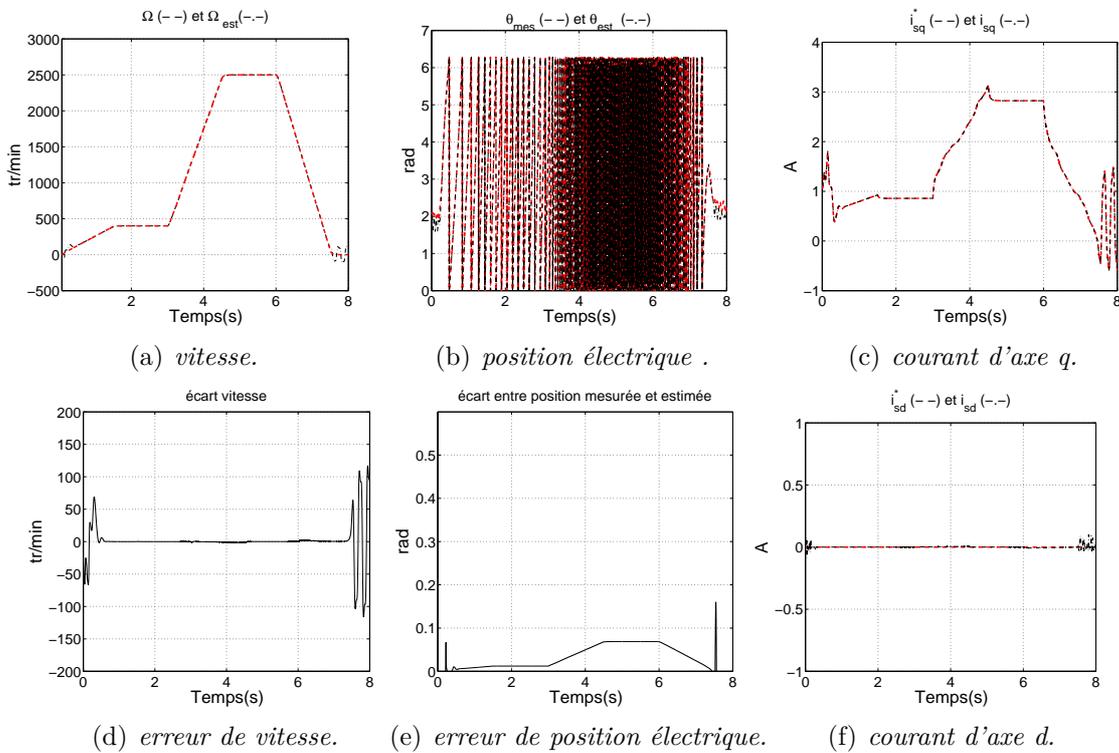


Figure 4.10 – Résultats de simulation de la commande vectorielle sans capteur mécanique pour une rampe de vitesse [0 – 400 – 2500] tr/min.

### 4.4.2.2 Simulation : test de robustesse : [0 – 400 – 2500] tr/min

Dans ce test, nous avons appliqué une augmentation de 50% sur la résistance, une augmentation de 25% sur l’inductances  $L_d$ , ainsi qu’une diminution de 25% sur l’inductance  $L_q$ . Les résultats sont présentés dans la figure 4.11. Nous remarquons que ce nouvel observateur est

robuste vis-à-vis des variations paramétriques où l'erreur sur la position et la vitesse augmente relativement peu comparativement à l'essai précédent.

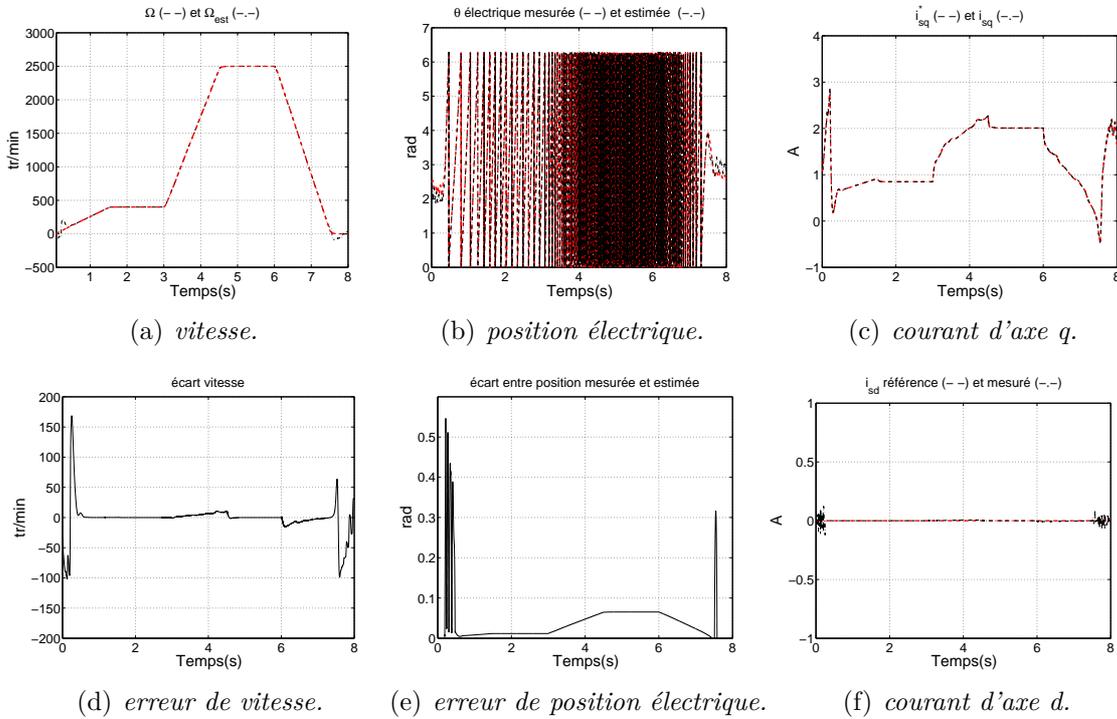


Figure 4.11 – Résultats de simulation de la commande vectorielle sans capteur mécanique pour une rampe de vitesse  $[0 - 400 - 2500]$  tr/min.

### 4.4.3 Résultats expérimentaux

Les conditions d'expérimentation sont les mêmes que celles mentionnées dans la simulation. La fréquence de découpage de l'onduleur est de 10 kHz.

#### 4.4.3.1 Expérimentation : test sain $[0 - 400 - 2500]$ tr/min

Les résultats sont donnés dans la figure 4.12. Nous pouvons constater que tant que la vitesse du moteur est faible, il est difficile d'observer la position et la vitesse. Dès que la vitesse passe un seuil, les fem ont une amplitude suffisante pour obtenir une observation fiable de la position.

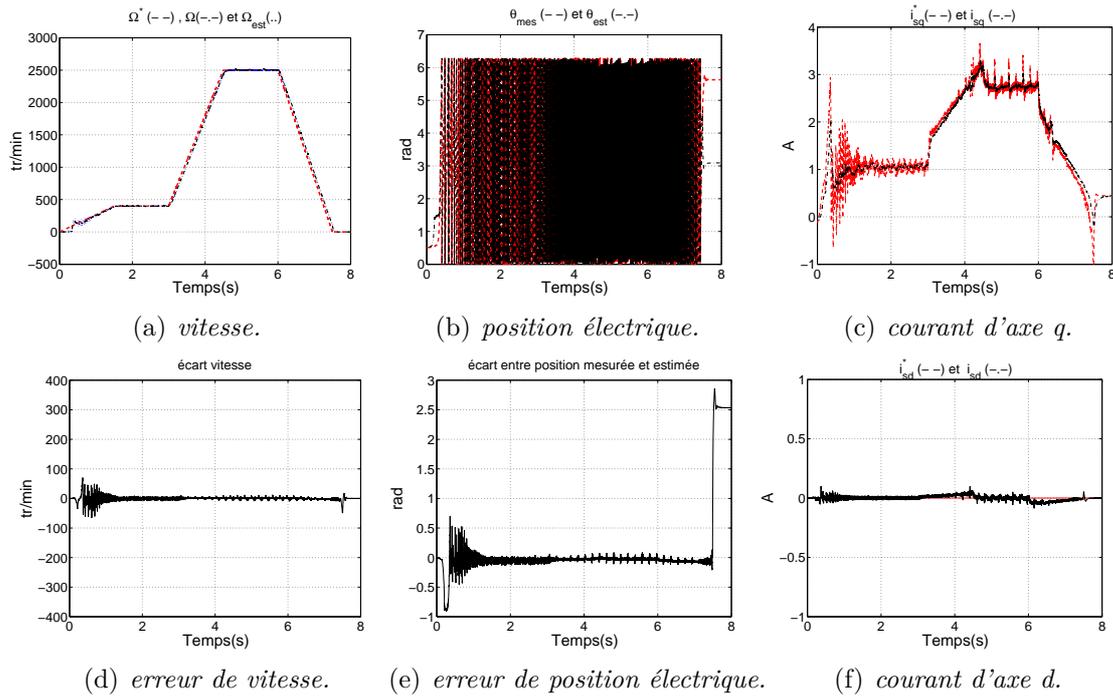


Figure 4.12 – Résultats d'expérimentation de la commande vectorielle sans capteur mécanique pour une trajectoire de vitesse  $[0 - 400 - 2500]$  tr/min.

#### 4.4.3.2 Expérimentation : test de robustesse : $[0 - 400 - 2500]$ tr/min

Les variations paramétriques appliquées sont les mêmes que dans la simulation. Les résultats obtenus sont montrés dans la figure 4.13. Nous pouvons remarquer qu'on dispose d'un transitoire qui est très nettement acceptable.

Ce transitoire peut être expliqué par la figure 4.13(b) qui montre que la position issue de l'observateur prend 0.4s pour converger vers la position réelle. Néanmoins, on arrive malgré cette contrainte à démarrer à vitesse nulle. Nous pouvons remarquer également que les trajectoires ne sont pas affectées par ces variations paramétriques, et donc en déduire que l'algorithme est robuste vis à vis des variations paramétriques.

#### 4.4.4 Simulation : test haute vitesse : $[3000 - 7000]$ tr/min

Les résultats sont montrés dans la figure 4.14 avec les mêmes réglages que précédemment. Nous remarquons clairement que cet observateur permet le pilotage sans capteur mécanique avec une bonne précision.

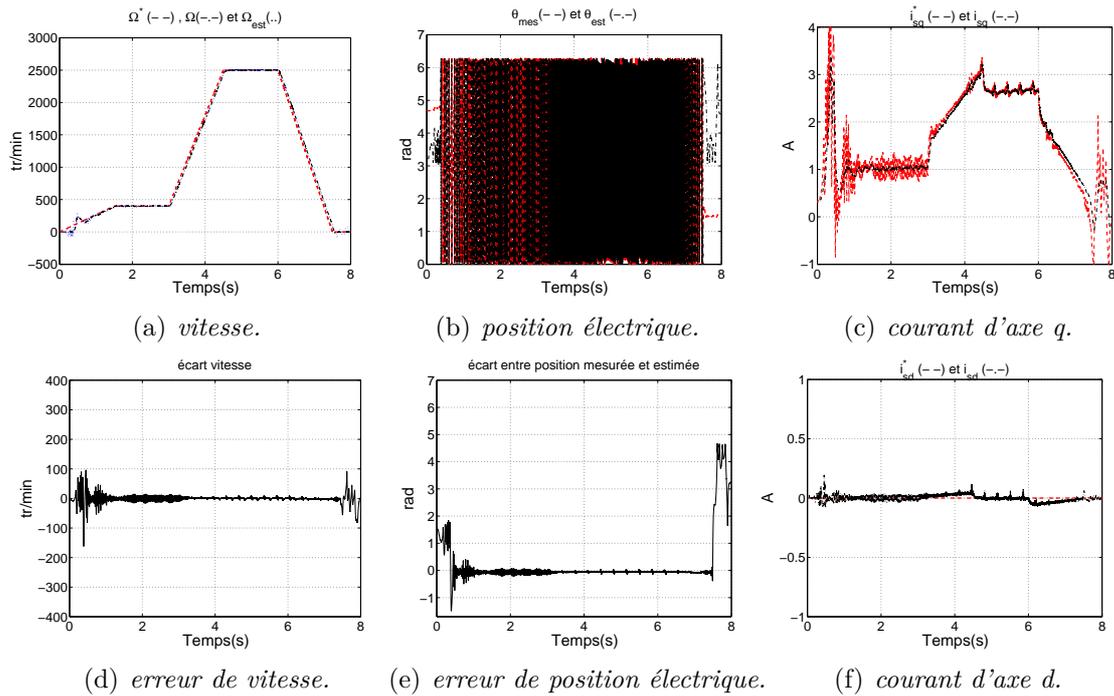


Figure 4.13 – Résultats d'expérimentation de la commande vectorielle sans capteur mécanique pour une trajectoire de vitesse  $[0 - 400 - 2500]$  tr/min.

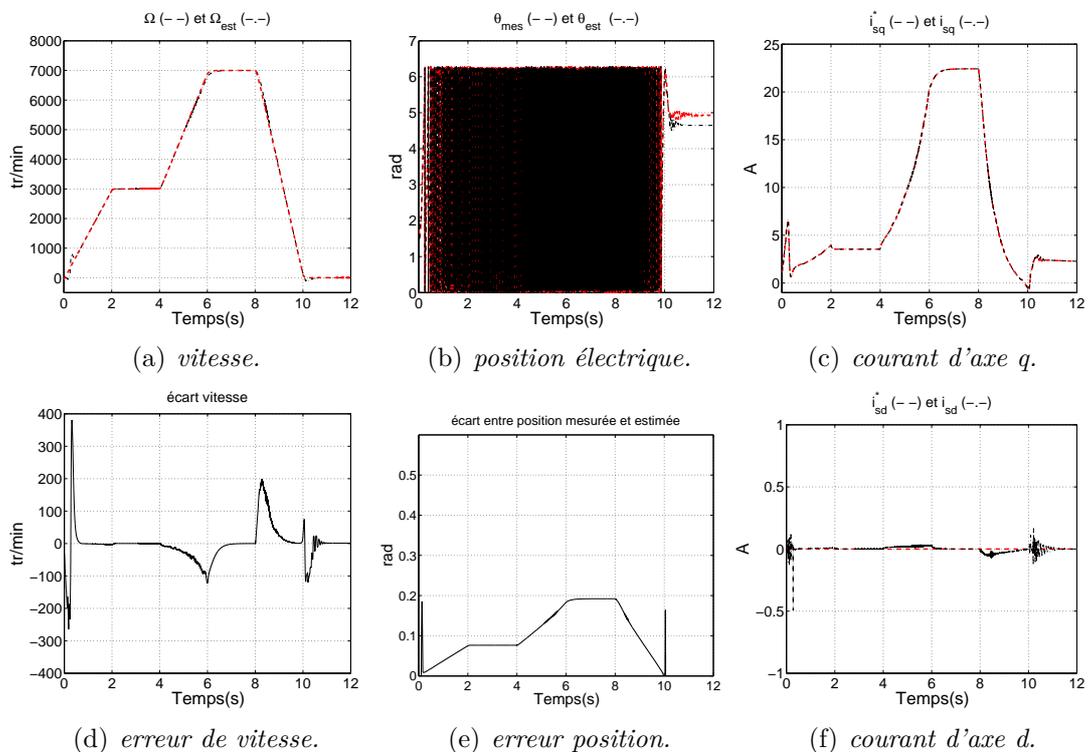


Figure 4.14 – Résultats de simulation de la commande vectorielle sans capteur mécanique pour une rampe de vitesse  $[3000 - 7000]$  tr/min.

## 4.5 Conclusion

Dans ce chapitre, une comparaison entre un observateur adaptatif classique et un observateur étendu est faite. Cette comparaison est effectuée du point de vue de la qualité de l'estimation, ainsi que sur la robustesse par rapport aux variations paramétriques. Nous avons montré par des simulations et expérimentalement que les deux observateurs ont les mêmes performances aux moyennes vitesses. Cependant, nous avons montré que l'observateur étendu est plus robuste que l'observateur adaptatif classique dans le cas d'un fonctionnement à basse et haute vitesse.

# Bibliographie

- [ANE08] T. Ane, L. Loron, "**Sensorless control of a PMSM using an improved implementation of MATSUI's method**", *14th IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference, MELECON*, pp. 496-501, 5-7 Mai 2008.
- [ARA98] D. Arab Khaburi, "**Contribution à la commande vectorielle des machines synchrones à aimants permanents sans capteur mécaniques**", *Thèse de Doctorat de l'INPL*, Nancy, décembre 1998.
- [AKR10] A. Akrad, "**Analyse et synthèse d'un contrôleur numérique pour la commande tolérante aux défauts du capteur mécanique d'une machine synchrone à aimants permanents**", *thèse de doctorat*, Université de Paris-Sud, 2010.
- [AKR08] A. Akrad, M. Hilairet, D. Diallo, "**A sensorless PMSM drive using a two stage extended Kalman estimator**", *34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics, IECON*, pp. 2776-2781, Orlando, USA, 10-13 Nov. 2008.
- [ARI07] A. Arias, D. Saltiveri, C. Caruana, J. Pou, J. Gago, D. Gonzalez, "**Position, estimation with voltage pulse test signals for Permanent Magnet Synchronous Machines using Matrix Converters, Compatibility in Power Electronics**", *CPE'07*, pp 1-6, 29 May-1 June, 2007.
- [BOU04] Z. Boulbair, M. Hilairet, F. Auger, L. Loron, "**Sensorless control of a PMSM using an efficient extended Kalman Filter**", *International Conference of Electrical Machines ICEM*, 2004.
- [CAU07] S. Caux, M. Fadel, "**Identification et observation des actionneurs électriques 2 : exemples d'observateurs-Chapitre 4 : Observation de la position rotorique en vue de la commande sans capteur mécanique de la machine synchrone**", *Edition Hermes-Traité EGEM, électronique-génie électrique- microsystèmes*, pp.185-214, 2007.

- [CAU02] S. Caux, L. Peyras , M. Fadel, "**Robust development of Matsui's observer**", *IECON02*, Vol. 1, pp. 335-340, 2002.
- [CHE03] Z. Chen, M. Tomita, S. Doki, S. Okuma, "**An Extended Electromotive Force Model for Sensorless Control of Interior Permanent Magnet Synchronous Motors**", *IEEE Transactions on Industry Electronics*, Vol. 50, N°2, pp. 288-295, 2003.
- [DHA91] R. Dhaouadi, N. Mohan, L. Norum , "**Design and Implementation of an Extended Kalman Filter for the State Estimation of a Permanent Magnet Synchronous Motor**", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 6, No. 3, pp. 491-497, July, 1991.
- [EOM08] W. Eom, I. Kang, J. Lee, "**Enhancement of the speed response of PMSM sensorless control using an improved adaptive sliding mode observer**", *IEEE International Conference on Industrial Electronics IECON*, Orlando, USA, 2008.
- [HIL01] M. Hilaret, "**Application des outils du traitement du signal à la commande des machines tournantes**", *Thèse de doctorat de l'Université de Nantes*, 2001.
- [HIL09] M. Hilaret, F. Auger, E. Berthelot, "**Speed and rotor flux estimation of induction machines using a two-stage extended Kalman filter**", *Automatica*, Vol. 45, N°8, pp. 1819-1827, Aout, 2009.
- [HOL06] J. Holtz, "**Sensorless Control of Induction Machines-With or Without Signal Injection ?**", *IEEE Transactions on Industry Electronics*, Vol. 35, N°1, pp. 7-30, February 2006.
- [KAZ98] N. Kazantzis, C. Kravaris, "**Nonlinear observer design using Lyapunov's auxiliary theorem**", *Systems and Control Letters*, Vol. 34, pp. 241-247, 1998.
- [KIM96] J. S. Kim, S. K. Sul, "**New Approach for the Low-Speed Operation of PMSM Drives Without Rotational Position Sensors**", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 11, N.3, pp. 512-519, 1996.
- [LEE10] J. Lee, J. Hong, K. Nam, R. Ortega, L.Praly, A. Astolfi, "**Sensorless Control of Surface-Mount Permanent Magnet Synchronous Motors Based on a**

- 
- Nonlinear Observer**", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 25 , Issue 2, pp. 290-297, 2010.
- [MAT92] N. Matsui, Shigyo, "**Brushless DC motor without position and speed sensors**", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 28, N° 1, pp. 120-127, 1992.
- [MIR07] R. S. Miranda, C. B. Jacobina, E. M. Femandes, A. M. N. Lima, A. C. Oliveira, M. B. R. Correa, "**Parameter and Speed Estimation for Implementing Low Speed Sensorless PMSM Drive System Based on an Algebraic Method**", *22nd Annual IEEE Applied Power Electronics Conference, APEC*, pp. 1406-1410, Anaheim, CA, USA, 25 Feb.-1 March, 2007.
- [NAH04] B. Nahid-Mobarakeh, F. Meibody-Tabar, F. Sargos, "**Mechanical sensorless control of PMSM with online estimation of stator resistance** ", (*IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 40, N°2, pp. 457-471, 2004.
- [POU08] F. Poulain, L. Praly, R. Ortega, "**An observer for PMSM with application to sensorless control**", *47th IEEE Conference on Decision and Control*, Cancun, Mexico, 2008.
- [SHI03] M. Shigeo, K. Keisuke, T. Yoji, "**Position and Speed Sensorless Control for IPMSM Based on Estimation of Position Error**", *Electrical Engineers of Japan*, Vol. 144, N°2, pp. 722-729, 2003.
- [SIC97] L. Sicot, "**Contribution à l'introduction de limitations dans les lois de commande de la machine synchrone à aimants permanents, approche théorique et réalisations expérimentales, commande sans capteur mécanique**", *Thèse de doctorat de l'Université de Nantes*, 1997.
- [SOL96] J. Solsona, M.I. VaJJa, C. Muravchik, "**A nonlinear reduced order observer for permanent magnet synchronous motors**", *IEEE Trans. on ind. Electronics*, Vol. 43, no. 4, pp. 492-497, August 1996.
- [XU03] Z. Xu, M.F. Rahman, "**Sensorless sliding mode control of an interior permanent magnet synchronous motor based on extended kalman filter**", *5th International Conference on Power Electronics and Drive Systems, PEDS*, Vol. 1, pp. 722-727, 17-20 November, 2003.
-

- [XU04] Z. Xu, M.F. Rahman, "**Encoder-Less Operation of a Direct Torque Controlled IPM Motor Drive with a Novel Sliding Mode Observer**", *AUPEC 2004*, Australia, 2004.
- [VAS98] P. Vas, "**Sensorless Vector and Direct Torque Control**", *Oxford University Press*, 1998.
- [WAL05] O. Wallmark, L. Harnefors, O. Carlson, "**An Improved Speed and Position Estimator for Salient Permanent-Magnet Synchronous Motors**", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 52, No. 1, pp. 255-262, February, 2005.
- [ZHU01] G. Zhu, A. Kaddouri, L.A. Dessaint, O. Akhrif, "**A Nonlinear State Observer for the Sensorless Control of a Permanent-Magnet AC Machine**", *IEEE Transactions on Industry Electronics*, Vol. 48, N°6, pp. 1098-1108, 2001.



## Conclusions générales et perspectives

Dans ce manuscrit, les principaux objectifs étaient de dimensionner une machine synchrone à aimants permanents compacte et performante pour un compresseur électrique. Il s'agissait également de réaliser sa commande sans capteur mécanique à faible coût algorithmique.

Pour répondre aux contraintes fixés par le cahier des charges, nous avons établi un modèle analytique (modèle à réseau de réductance) pour un prédimensionnement rapide appuyé par un modèle numérique réalisé sous le logiciel FEMM. Les calculs sont faits en magnétostatique. En utilisant une approche paramétrique, ces modèles nous ont permis d'aboutir à une machine compacte répondant au cahier des charges demandé par l'entreprise Valeo. Par la suite, une analyse multiphysique en utilisant un code éléments finis (interne au LGEP) a été effectuée. Le but étant de caractériser la machine du point de vue : thermique, mécanique et vibratoire. L'étude thermique nous a permis de déterminer la localisation des points chauds dans la machine qui sont dû respectivement aux pertes fer et aux pertes par effet Joule. Le calcul des contraintes dues aux forces centrifuges a montré la vérification de non-rupture des éléments du rotor. Une analyse vibratoire a permis de calculer les modes résonance de la machine, et de déterminer les quels seront exciter par les signaux de commande en fonction des plages de vitesse. Un prototype de la machine dimensionnée a été fourni par l'entreprise Phénix-i et a été monté sur un banc de test au LGEP. En dernier lieu, une caractérisation de la machine a été faite validant ainsi notre modèle de dimensionnement. A cause de contraintes industrielles, cette machine n'a pas été retenue dans le cadre de ce projet et n'a pas pu être mise à contribution pour la commande en raison du mauvais positionnement des aimants. Néanmoins, les algorithmes employés pour l'étude multiphysique pourront être utilisés pour caractériser des machines.

Suite aux travaux de conception, quatre lois de commandes ont été développées et comparées. Les deux premières commandes sont de type linéaire (RST classique et RST polynomial). Ils permettent de gérer indépendamment la dynamique de poursuite et de régulation. Le premiers régulateur RST a été dimensionné pour suivre une consigne constante conduisant à une erreur de traînage en transitoire et le deuxième régulateur a été dimensionné spécialement pour suivre la même consigne mais en annulant cette erreur. De part leurs performances respectives, nous avons prouvé que le RST classique est mieux adapté pour notre application du point de vue robustesse et sensibilité par rapport aux bruits de mesure. Le régulateur RST classique offre de très bonnes performances, seulement le coût algorithmique est important. Par la

---

suite, nous avons développé une loi de commande passive dont la stabilité a été prouvée dans le chapitre 3. Nous pouvons décomposer les étapes de conception de cette loi de commande en deux parties. La première étape consiste en la synthèse en temps continu avec l'utilisation d'un bloqueur d'ordre zéro pour la discrétisation. Cette étape suffit pour que la commande soit implantable, néanmoins les performances sont limitées si nous augmentons trop fortement la période d'échantillonnage. La deuxième étape de conception vient palier cette problématique par l'ajout de termes correctifs qui permettent de fonctionner à période d'échantillonnage élevée. Ainsi nous arrivons à préserver la stabilité du système tout en échantillonnant les boucles de courants à  $500\mu s$ . L'ensemble de ces commandes ont été validées expérimentalement.

Une commande sans capteur mécanique a été réalisée dans le chapitre 4. Le but étant de fonctionner dans une large plage du plan couple/vitesse. Un premier observateur adaptatif fondé sur l'estimation des fem associé à un régulateur RST classique pour la boucle de vitesse et la commande passive échantillonnée sur les boucles de courant a été appliqué. Nous avons montré par des tests, que l'observateur fondé sur l'estimation des fem a donné des performances limitées aux basses vitesses et hautes vitesses. Dans cette optique, un observateur étendu fondé sur l'estimation des fem a été développé et comparé au premier. Nous avons montré l'amélioration qu'apporte ce nouvel observateur en termes de pilotage sans capteur mécanique à faible vitesses et hautes.

Plusieurs perspectives intéressantes sont données ci-après

- Dans le deuxième chapitre, des modèles multiphysiques ont été développés. Il serait intéressant de poursuivre les travaux en validant expérimentalement ces modèles et de les intégrer dans une plateforme de dimensionnement couplée avec un algorithme d'optimisation,
- Nous avons présenté dans le chapitre 3, un observateur de couple de charge qui permet d'estimer le couple de charge et ainsi de gérer la boucle de vitesse. L'estimation de ce couple permet d'améliorer son rejet. Cet observateur a été testé en simulation et partiellement en expérimentation et de bonnes performances ont été obtenues. Il serait donc très intéressant de poursuivre cette validation. Cette stratégie serait très utile dans le cas d'un fonctionnement sans capteur mécanique où apparaît une charge variable et inconnue.
- Enfin dans le chapitre 4, la loi de commande sans capteur mécanique a été implantée avec une période d'échantillonnage de  $200\mu s$ . Il serait très intéressant de poursuivre les travaux en pilotant à des périodes d'échantillonnage élevées. en s'inspirant des travaux

sur la commande IDA-PBC échantillonnée.



# Annexe A

## Banc d'essai

### Sommaire

---

<b>A.1 Introduction</b>	<b>185</b>
<b>A.2 Les composants du banc</b>	<b>186</b>
A.2.1 Moteur synchrone à aimants permanent	186
A.2.2 Le convertisseur de puissance	186
A.2.3 Capteurs	188
<b>A.3 Caractéristique de la machine à aimants enterrés</b>	<b>189</b>

---

## A.1 Introduction

Cette partie est dédiée à la description du banc expérimental conçu entièrement au Laboratoire de Génie Electrique de Paris. Nous pouvons voir le banc dans la figure A.1.

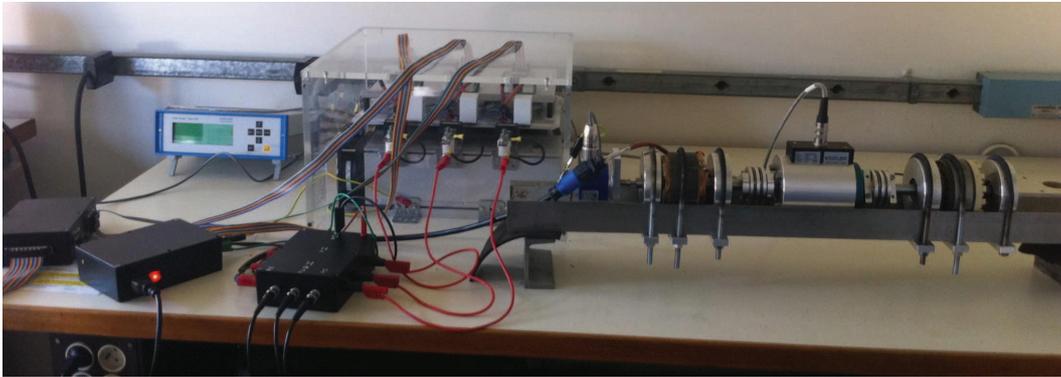


Figure A.1 – Banc de test du projet Compacité du LGEP

Ce banc a été utilisé pour valider le dimensionnement de la machine du point de vue magnétique ainsi que pour valider les algorithmes de commande et d'estimation. Ce banc peut être décomposé en deux parties (électromécanique et numérique (cf. figure A.2)) :

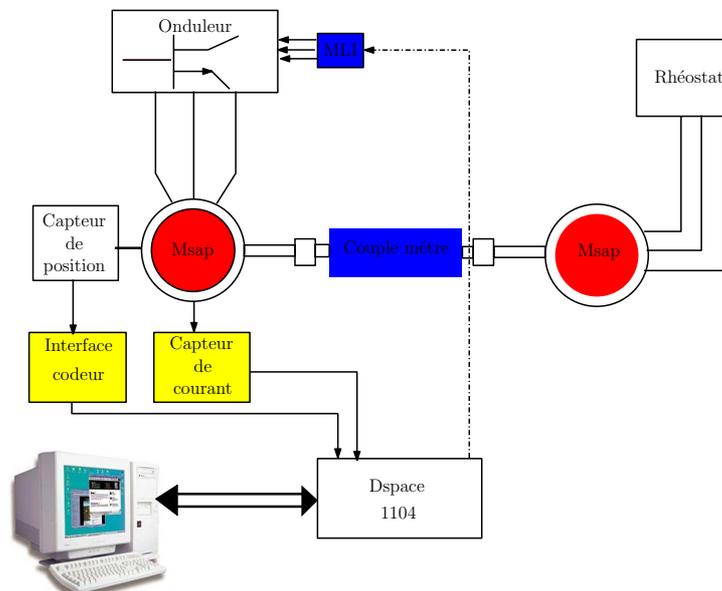


Figure A.2 – Schéma du banc expérimental

- La partie numérique est composée
  - d'un micro-ordinateur qui gère le système DSP (DSPACE DS1104),
  - d'une carte de contrôle Dspace 1104,
  - deux interfaces sont disponibles :

- interface comportant trois capteurs de courant à effet Hall,
- une carte permettant la mesure de la position angulaire à partir d'un codeur incrémental placé sur l'arbre du moteur,
- La partie électromécanique est composée de deux machines synchrones à aimants permanents de même puissance, d'une charge résistive et d'un onduleur de puissance.

## A.2 Les composants du banc

Dans cette partie nous allons décrire chaque composant séparément.

### A.2.1 Moteur synchrone à aimants permanent

Au sein du laboratoire nous disposons de deux type de machine synchrone. La première machine utilisée est une machine synchrone à aimants en surface qui est bien décrit dans le chapitre 2. Cette machine a été utilisée seulement pour valider le modèle de dimensionnement. Le couple de détente important produit par cette machine qui est dû au non respect des dimensions fournies rendait le pilotage de cette machine difficile à très basse vitesse. Dans l'annexe B, nous allons montrer quelques résultats de l'effet de ce couple de détente et la stratégie adoptée pour essayer de rendre le pilotage plus facile.

Deux machines synchrone à aimants enterrés identique du point de vue puissance l'une disposant d'un équilibrage sur le rotor et la deuxième qui est non équilibré. Ces deux machines synchrones sont utilisées pour la partie pilotage avec et sans capteur mécanique. L'une d'elle est utilisé comme moteur et la deuxième comme charge. Les paramètres du moteur utilisé sont donnés dans le chapitre 4.

### A.2.2 Le convertisseur de puissance

Le convertisseur dispose d'IGBT de 100 A, 1200 V. Le signal de commande gère directement un bras de l'onduleur. la figure A.3 présente le convertisseur ainsi que son schéma de principe. La figure A.4 montre le driver ainsi que son schéma de principe.

Les temps mort de l'onduleur ont été diminués de  $5.5 \mu\text{s}$  à  $1.8 \mu\text{s}$  pour que le rapport cyclique imposé soit le plus proche possible du rapport cyclique souhaité. Les PWM envoyées sont synchronisées avec l'acquisition des courants pour éviter de faire l'acquisition du courant lors

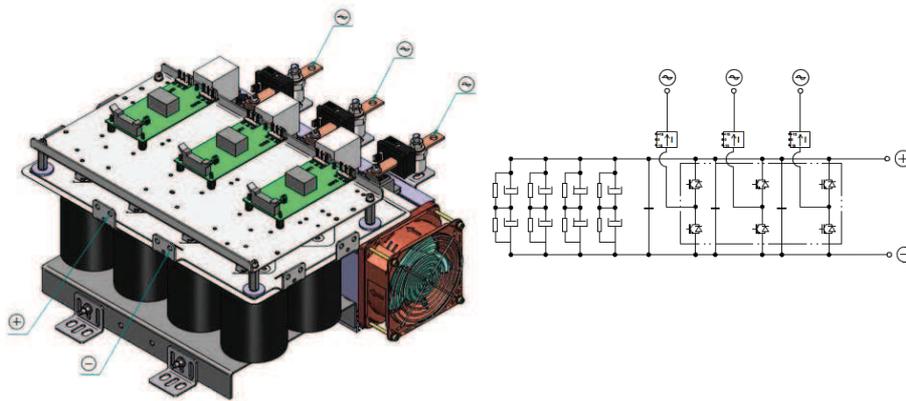


Figure A.3 – Convertisseur de puissance

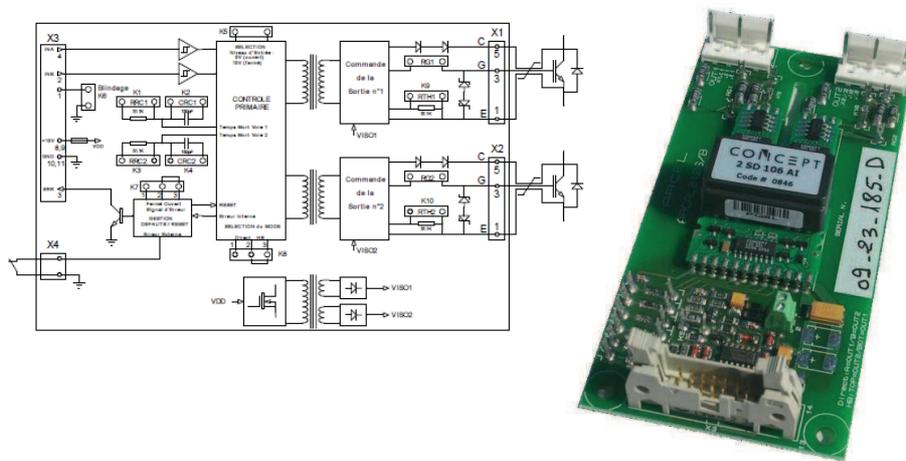


Figure A.4 – Driver du fabricant **Concept**

des commutations ainsi pour atténuer le bruit de mesure. La figure A.5 illustre ces précédents propos.

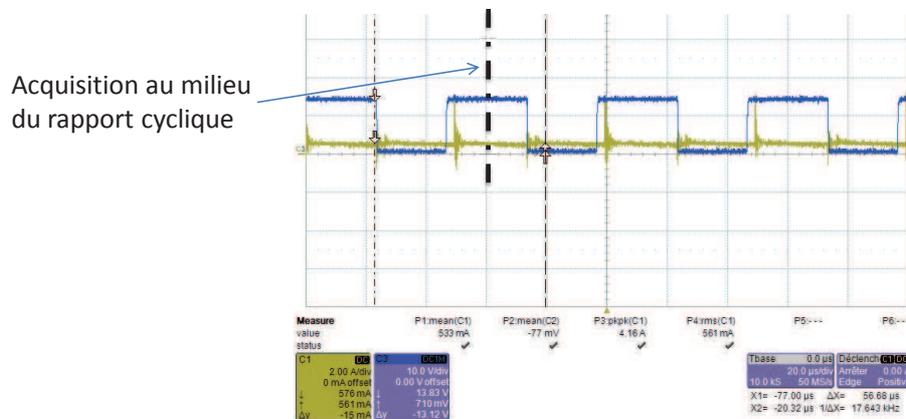


Figure A.5 – Le signal PWM et le courant mesuré

### A.2.3 Capteurs

Plusieurs types de capteur sont utilisés sur le banc.

- Capteur de courant

ce sont des capteurs de type LEM 125 p. La plage de mesure est de  $\mp 125$  A efficace. Le ratio de conversion entre l'entrée et la sortie est de 1 : 1000. Nous avons fait passer 10 tours de fils pour avoir plus de précision de mesure, en se basant sur le calcul suivant :

$$N_1 I_p = N_2 I_s \quad (\text{A.1})$$

$$V = R_m I_s \quad (\text{A.2})$$

avec  $N_1$  est le nombre de tours au primaire,  $N_2$  est le nombre de tours au secondaire,  $I_p$  est le courant d'entrée au primaire,  $I_s$  est le courant de sortie au secondaire et  $R_m$  est la résistance de mesure avec laquelle on impose les gains sur l'ADC de la carte de contrôle. Le schéma de principe est donnée sur la figure A.6

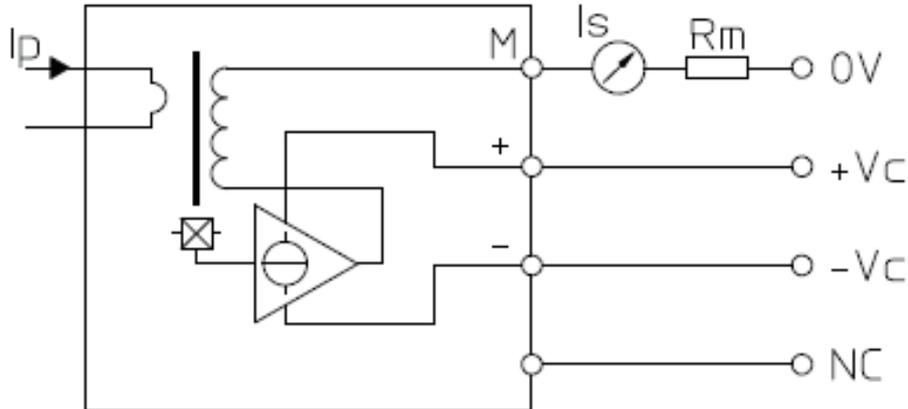


Figure A.6 – Schéma de principe du capteur de courant

- Capteur de position

Le capteur de position est un capteur incrémentale type Baumer qui a une précision de 3600 impulsion par tours et qui peut être augmenté jusqu'à  $4 \times 3600$  impulsion par tours. La figure A.7 montre le capteur de position

- Couple-mètre

La mesure est fondée sur la mesure de la contrainte de torsion entre les deux arbres (Moteur piloté, et le moteur utilisé comme charge). La plage de mesure est comprise entre 0 et 50



Figure A.7 – Capteur de position

N.m. Ce couple-mètre permet une mesure du couple, de la vitesse et de la puissance via un conditionneur de mesure qui est montré dans la figure A.8.



Figure A.8 – Conditionneur de mesure

### A.3 Caractéristique de la machine à aimants enterrés

Les paramètres de la machine utilisés pour le pilotage sont donnés dans le Tableau A.1.

Les inductances  $L_d$ ,  $L_q$  sont données dans la figure A.9 en fonction du courant maximal :

Tableau A.1 – Paramètres de la MSAP à aimants enterrés

Puissance nominale	$P_n = 6 \text{ kW}$
Couple nominal	$C_n = 5.5 \text{ N.m}$
Vitesse nominale	$N = 6000 \text{ tr/min}$
Tension nominale	$V_n = 350 \text{ V}$
Courant nominal	$I_n = 22.5 \text{ A}$
Résistance statorique	$R_s = 0.165 \Omega$
Flux nominal	$\Phi_r = 0.03 \text{ Wb}$
Nombre de paire de pôles	$p = 5$
Inertie moteur	$J = 1.7 \cdot 10^{-4} \text{ kg.m}^2$
Inertie banc	$J = 4.3 \cdot 10^{-4} \text{ kg.m}^2$
Coefficient frottement visqueux	$f = 0,0005 \text{ N.m/s}$

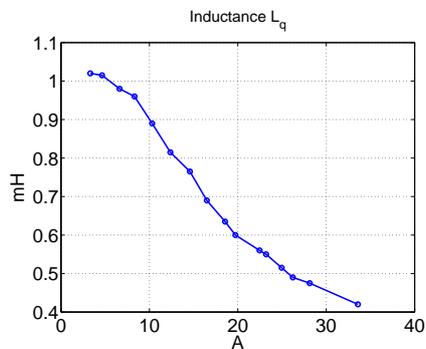
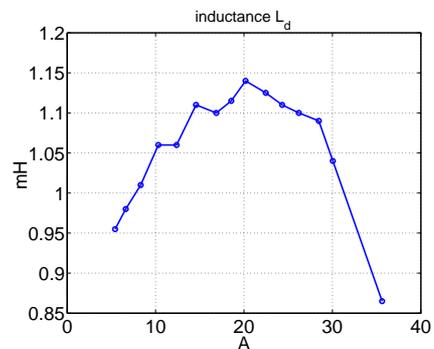
(a) Représentation de l'inductance  $L_q$  en fonction du courant(b) Représentation de l'inductance  $L_d$  en fonction du courant.

Figure A.9 – Représentation des inductances statoriques.



# Annexe B

## Compensation du couple de crantage

### Sommaire

---

B.1 Stratégie de compensation de couple . . . . .	193
---	-----

---

## B.1 Stratégie de compensation de couple

Suite au problème des ondulations de couple retrouvé dans le premier prototype, nous avons essayé de réduire ces ondulations pour améliorer le contrôle à très basse vitesse en utilisant la commande (flux orienté). Nous avons adopté pour cela une stratégie de compensation en ligne. Généralement, lorsque la bande passante et l'amplitude des pulsations de couple sont importantes, le régulateur de courant n'arrive pas à compenser complètement cette perturbation. Dans la commande à flux orienté sachant que le courant selon l'axe q représente l'image du couple de la machine. Donc pour réduire ces ondulations (ou en outre pour aider le régulateur de courant à rejeter cette perturbation), nous lui imposons un profil du couple en agissant sur la sortie du régulateur de vitesse. La stratégie de cette commande est illustrée dans la figure B.1. Le régulateur utilisé est le régulateur RST (voir chapitre 3).

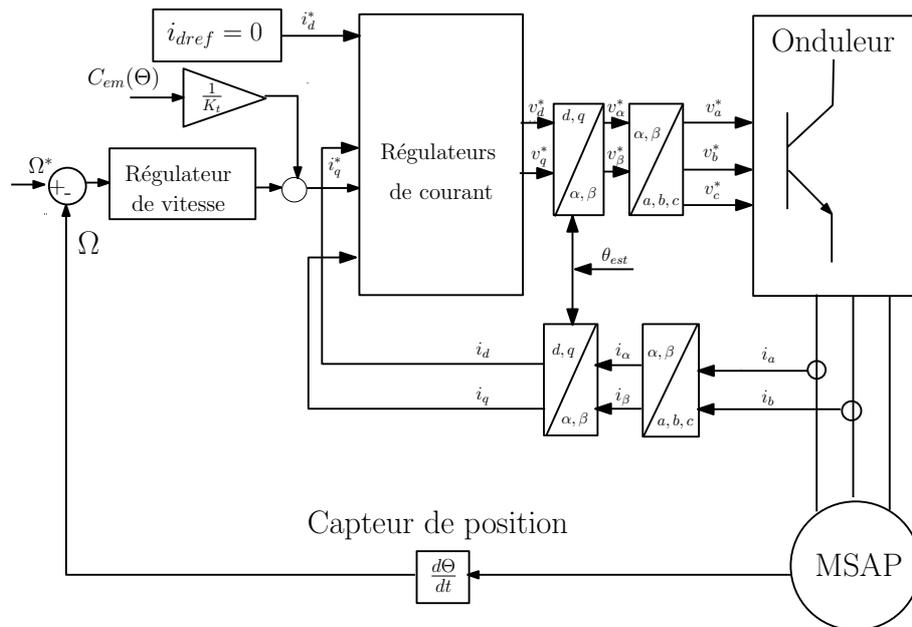


Figure B.1 – Stratégie de commande pour compensation des ondulations de couple

Cette stratégie a été utilisée directement sur le banc de test. Nous allons montrer d'abord le pilotage à une vitesse comprise entre 100 tr/min et 200 tr/min sans et avec compensation puis un pilotage entre 300 tr/min et 400 tr/min sans et avec compensation.

Dans ce qui suit la figure B.2 montre l'allure de la vitesse et l'allure du courant  $i_q$  avec et sans compensation pour le premier point de fonctionnement (entre 100 et 200 tr/min).

Dans ce qui suit la figure B.3 montre l'allure de la vitesse et l'allure du courant  $i_q$  avec et sans compensation pour le deuxième point de fonctionnement.

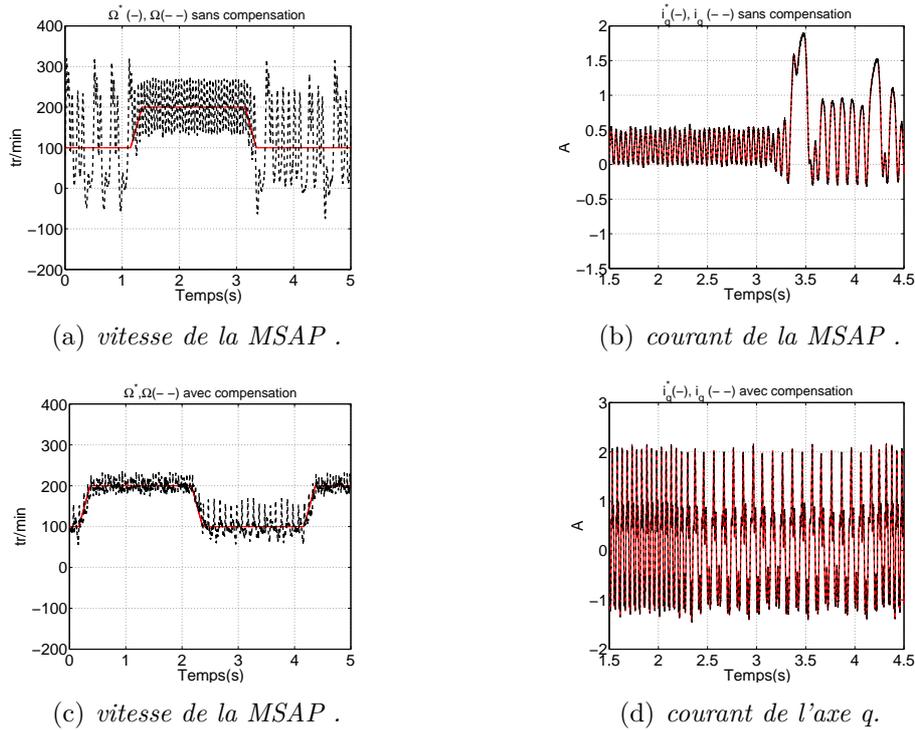


Figure B.2 – Résultats d'expérience de la stratégie de compensation pour un point de fonctionnement [100 – 200] tr/min.

Nous pouvons constater clairement que sans compensation, il y a une perte de contrôle de la machine surtout à 100 tr/min (cf. figure B.2(a)) tandis qu'avec compensation la vitesse devient beaucoup plus stable.

De même pour le point de fonctionnement entre 300 tr/min et 400 tr/min nous remarquons que les ondulations au niveau de la vitesse sont énormes dans le cas où les ondulations de couple ne sont pas compensées. Dans le cas contraire nous arrivons à diminuer ces ondulations. Ainsi on arrive à améliorer le pilotage à très basse vitesse.

Le couple obtenu après compensation est montré dans la figure B.4. Nous remarquons clairement que les ondulations de couple sont comprises entre 0.085 N.m et 0.03 N.m soit 0.055 N.m d'amplitude crête à crête. Cette valeur est très faible devant celle de la figure 2.62(a) du chapitre 2 (0.7 N.m).

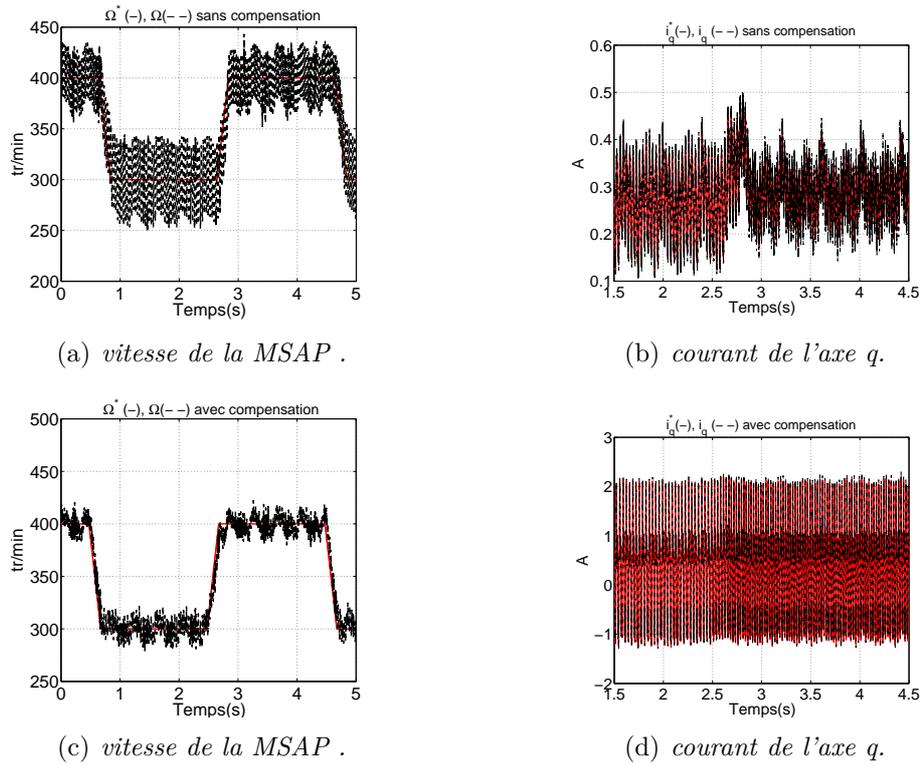


Figure B.3 – Résultats d'expérimentation de la stratégie de compensation pour un point de fonctionnement [300 – 400] tr/min.

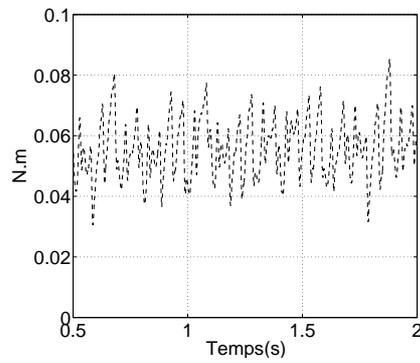


Figure B.4 – Courbe de Couple

## Production scientifique

### Articles dans des revues internationales avec comité de lecture

1. M. Khanchoul, G. Krebs, C. Marchand, F. Alves, A. Battelier, M. Roze, "**Design and Study of a Permanent Magnet Synchronous Motor for an Electric Compressor**", *Progress In Electromagnetics Research Symposium*, Marrakech, MA, 20 March 2011, ISSN. 1559-9450, Vol. 1 of 2, pp. 171-175.

### Communication internationales avec actes

1. M. Khanchoul, M. Hilairret, "**Design and comparison of different RST controllers for PMSM control**", *International Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*, Melbourne, AU, 7 November 2011.
2. M. Khanchoul, G. Krebs, C. Marchand, "**Improvement of a permanent magnet synchronous motor for an electrical compressor** ", *International Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*, Melbourne, AU, 7-10 Novembre 2011, pp. 4583 - 4588.
3. M. Khanchoul, M. Hilairret, D. Normand-Cyrot, "**Commande passive échantillonnée d'une machine synchrone à aimants permanents**", *Congrès international franco-phone d'automatique*, Grenoble ,Juillet 2012.

### Communication nationales avec comité de lecture

1. M. Khanchoul, "**Etude multiphysique d'une machine synchrone à aimants permanents pour une application compresseur électrique**", *JCGE*, Belfort, 13 décembre 2011, pp. 1-10.

### *Résumé*

Cette thèse s'inscrit dans le cadre du projet Compacité qui vise à développer un compresseur électrique pour véhicules électriques à l'aide d'une démarche mécatronique. Dans cette thématique, le rôle du LGEP est de développer la partie électromécanique du compresseur.

Cette thèse est constituée de deux parties, la première concerne la conception d'un moteur pour le compresseur et la deuxième a trait à la commande sans capteur mécanique de ce moteur.

La première partie de la thèse est d'abord consacrée au dimensionnement d'une machine électrique pour un compresseur électrique. Le cahier des charges impose une machine compacte (97mm de diamètre et une profondeur inférieure à 50mm) et ayant une puissance massique élevée (6kW pour une masse de 1.8kg). Au préalable, un modèle analytique a été développé pour effectuer un dimensionnement rapide. Par la suite, la méthode des éléments finis a été appliquée à différents modèles physiques (magnétique, thermique, mécanique (résistance des matériaux et vibration)) pour une étude approfondie de la structure choisie. A l'issue de ces études, un prototype et un banc expérimental ont été réalisés.

Dans un second temps, des algorithmes de commande avec ou sans capteur mécanique ont été étudiés pour le pilotage du moteur. La particularité de cette deuxième partie de thèse est la réalisation d'une commande peu gourmande en temps de calcul et implantable dans des microcontrôleurs de faibles performances. A l'issue de cette partie, une nouvelle loi de commande appelée commande passive échantillonnée ainsi qu'un observateur adaptatif étendu (observateur fondé sur l'estimation des fem) ont été développés et testés sur un banc expérimental

### *Mots-clefs*

compresseur électrique, machine synchrone à aimants permanents, modélisation semi-numérique, modélisation éléments finis 2D, commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanent, régulateurs RST, régulateurs basées sur la passivité, commande sans capteur mécanique, observateur fondé sur l'estimation des fem.

### *Summary*

This thesis is part of the project Compacite which aims to develop an electric compressor for electrical vehicles using a mechatronic approach. In this way, the LGEP contribution is to develop the electromechanical part of the compressor. The document is divided in two parts : the first one is related to the design of the motor and the second part is dedicated to the sensorless control.

In the first part, the electromagnetic design is proposed to comply with the industrial constraints according to the compressor operation. The specifications require a compact motor (external diameter equal to 97 mm and an active depth less than 50 mm) and a good power/mass ratio (6 kW for a weight of 1.8 kg). At first the design is based on an analytical model in order to obtain a fast sizing. Thereafter the finite element method is used for multiphysical studies (magnetic, thermal and mechanical (in terms of strength of materials and vibration)). A prototype is built and characterized on a test bench.

In the second part, some algorithmic control laws have been developed with sensor and sensorless control. In this part a particular control law (sampled data passivity based control) with a low algorithmic cost has been developed for driven the motor and has been validated on the test bench. At the end an observer based on the estimation of the electromotive force is used for sensorless control and validated on the test bench.

### *word keys*

electric compressor, permanent magnet synchronous motor, analytical modeling, finite element, flux oriented control of the permanent magnet synchronous motor, RST controllers, passivity baser control, sensorless control, observer based on emf estimation.