



**HAL**  
open science

# Commande non-linéaire d'une machine asynchrone à double alimentation

Paul-Etienne Vidal

► **To cite this version:**

Paul-Etienne Vidal. Commande non-linéaire d'une machine asynchrone à double alimentation. Energie électrique. Institut National Polytechnique (Toulouse), 2004. Français. NNT : 2004INPT025H . tel-04604559

**HAL Id: tel-04604559**

**<https://ut3-toulouseinp.hal.science/tel-04604559>**

Submitted on 7 Jun 2024

**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.

# THÈSE

présentée  
pour obtenir le titre de  
DOCTEUR DE L'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE  
DE TOULOUSE  
Spécialité : Génie Electrique  
par

**Paul-Etienne VIDAL**

Ingénieur en Génie Electrique et Automatique (ENSEEIH)  
DEA Génie Electrique (GEET-TOULOUSE)

---

## Commande non-linéaire d'une machine asynchrone à double alimentation

soutenue le 14 décembre 2004 devant le jury composé de :

MMe.	Ilhem	Slama-Belkhodja	<i>Président du Jury</i>
MM.	Jean-Paul	Hautier	<i>Rapporteur</i>
	René	Le Doeuff	<i>Rapporteur</i>
	Franck	Betin	
	Guillaume	Gateau	
MMe.	Maria	Pietrzak-David	
M.	Jean-Louis	Pouliquen	<i>Invité</i>

Thèse préparée au  
Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique Industrielle de l'ENSEEIH  
UMR CNRS N°5828

# Commande non-linéaire d'une machine asynchrone à double alimentation

## Mots Clés

- Machine asynchrone à double alimentation
- Contrôle vectoriel à champ orienté
- Contrôle à structure variable
- Modélisation en courant
- Modélisation en flux
- Répartition des puissances

## Résumé :

Cette étude présente des stratégies linéaires et non-linéaires de contrôle appliquées à l'asservissement en vitesse d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA) dont les enroulements statoriques et rotoriques sont reliés à des onduleurs de tensions à Modulation de Largeur d'Impulsion indépendants. Nous avons choisi de répartir les puissances actives entre le stator et le rotor suivant un certain rapport de proportionnalité. Cela nous conduit à garantir, en régime permanent, une répartition des pulsations statoriques et rotoriques. Cette répartition est assurée dans un premier temps par deux régulateurs de pulsations réparties, et dans un deuxième temps par le biais des angles de transformation directement. Nous développons ensuite deux modèles analytiques de la MADA : le premier exprime les courants, et le second les flux. Les simulations des stratégies de contrôle linéaire (contrôle vectoriel), et non-linéaire (contrôle par mode de glissement), démontrent un bon découplage entre l'axe magnétisant et l'axe du couple. Une validation expérimentale est présentée. Les premiers résultats expérimentaux montrent le bon contrôle de l'état magnétique de la machine, ainsi que la répartition des puissances désirées à travers les pulsations.

# Non-linear control of a doubly fed induction machine

## Keywords

- Doubly Fed Induction Machine
- Field Oriented Control
- Variable Structure Control
- Current Model
- Flux Model
- Power Dispatching

## Abstract :

This study deals with linear and non-linear control strategies applied to the rotation speed feedback of a doubly fed induction machine (DFIM), whose stator and rotor windings are connected to two Pulse Width Modulation voltage source inverters. We choose to distribute the active powers between the stator and the rotor following a certain proportionality ratio. This leads to guarantee, in steady state operation, a stator and rotor angular frequencies sharing. This distribution is initially assured by two shared angular frequencies controllers, and in a second time by the means of the Park transformation angles directly. Two models are established : the first express the currents, and the second is linked with the fluxes. The simulations results of the linear control (field oriented control), and non-linear control (sliding mode control), show a good independence between the main flux and the torque. An experimental validation is also presented. The results presented show the satisfactory DFIM flux control. Special attention is paid to the active power dispatching.

# Avant-propos

Les travaux présentés dans ce mémoire ont été réalisés au sein de l'équipe Commande et Diagnostic des Systèmes Electriques (CoDiaSE) du Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique Industrielle de Toulouse (LEEI), Unité Mixte de Recherche CNRS/INPT n°5828. Le laboratoire est implanté sur le site de l'Ecole Nationale Supérieure d'Electrotechnique, d'Electronique, d'Informatique, d'Hydraulique et Télécommunication de l'Institut National Polytechnique de Toulouse.

L'ensemble de ces travaux de recherche ainsi que les activités de moniteur n'auraient pu avoir lieu sans échanges avec les acteurs de la recherche et de l'enseignement du LEEI et de l'ENSEEIH. Je les remercie chaleureusement pour les discussions constructives que nous avons pu avoir. Leur soutien a été une source de motivation supplémentaire pour enrichir toujours plus mon savoir faire.

Je veux remercier ici tous ceux qui de près ou de loin ont contribué à la réussite de ces travaux. Qu'ils trouvent dans ce mémoire une trace de ma reconnaissance.

J'adresse ici ma profonde reconnaissance à Madame Maria PIETRZAK-DAVID, directeur de Thèse, Professeur à l'ENSEEIH et responsable du département de formation Génie Electrique et Automatique pour son aide et ses encouragements réguliers. Ses qualités scientifiques et humaines ont toujours été une source de motivation.

Je remercie Madame Ilhem SLAMA-BELKHODJA pour m'avoir fait l'honneur de présider mon jury de thèse.

Je remercie également Messieurs Jean-Paul HAUTIER, Professeur au centre ENSAM de Lille et René LE DOEUFF Professeur des Universités à l'Université de Nantes pour avoir accepté la charge de rapporteurs. Nos différents entretiens ont contribué à la bonne lisibilité scientifique de ce mémoire.

Mes remerciements vont également à Messieurs, Frank BETIN, Professeur des Universités à l'Université d'Amiens, et Jean-Louis POULIQUEN, Ingénieur à ALSTOM POWER CONVERSION Belfort pour avoir accepté la charge d'examineurs. De part leur origine légèrement différente de ma communauté de travail, ils ont amené un certain éclairage sur le contenu de ce mémoire.

Enfin je remercie chaleureusement Monsieur Guillaume GATEAU pour avoir accepté d'examiner cette soutenance mais surtout pour sa présence et son aide quotidienne lors de la mise en oeuvre expérimentale.

Merci à M. Yvon CHERON, directeur du LEEI, (LEEI) pour m'avoir accueilli

dans les murs du laboratoire qu'il dirige.

Merci à M. Maurice FADEL, responsable du groupe CoDiaSE, pour m'avoir intégré au sein de son équipe de recherche.

Merci à Messieurs Bruno SARENI et Stéphane CAUX, Maîtres de conférence à l'ENSEEIHHT pour leur disponibilité et leur enthousiasme. Merci pour les échanges fructueux que nous avons eus, qu'ils aient été scientifiques, extra-professionnels ou *Tarotistique*.

Merci à Jean-Claude HAPIOT, Professeur à l'ENSEEIHHT, qui a été mon tuteur en tant que moniteur. J'ai apprécié nos échanges en matière de pédagogie.

Merci à Alain BOUSCAYROL, Maître de conférence à l'Université Scientifique et Technologique de Lille, pour son soutien. Ses conseils avisés ont contribué à l'ouverture d'esprit scientifique dont j'ai toujours voulu témoigner.

Un grand merci aux secrétaires du laboratoire qui nous simplifient considérablement les tâches administratives et aux techniciens pour leur aide sur les aspects expérimentaux. A l'ensemble des thésards que j'ai croisés ou côtoyés, je leur souhaite à tous une bonne continuation. Un merci particulier à Grâce, Lauric, Sylvain, Martin, et Gianluca, pour leur bonne humeur au quotidien. Nos discussions, pas toujours scientifique, ont souvent brisé les dynamiques négatives lors de périodes difficiles.

Je ne peut terminer sans avoir une pensée pour mes parents, ma soeur et mon frère. Ils m'ont toujours soutenu et encouragé. Le parcours que j'ai eu jusqu'à ce jour est en partie leur oeuvre.

Enfin, je voudrais témoigner ici de tout mon amour pour celles qui illuminent mes journées de leur présence,

*A ma femme, Caroline  
A ma fille, Elona.*

# Table des matières

Résumé	i
Abstract	ii
Avant-propos	iii
Introduction Générale	1
<b>1 De l'état de l'art au positionnement de l'étude</b>	<b>4</b>
1.1 Introduction	4
1.2 État de l'art	5
1.2.1 Présentation des études antécédentes	5
1.2.1.1 Stabilité et modélisation de la MADA	6
1.2.1.2 Formes d'ondes des signaux d'une MADA	8
1.2.1.3 Stratégies de commande	9
1.2.1.4 Articles généraux	15
1.2.2 Conclusions	16
1.3 Choix de la chaîne de puissance retenue	19
1.4 Discussion sur les avantages et les inconvénients d'une MADA avec des convertisseurs au stator et au rotor	20
1.4.1 Domaines d'application	20
1.4.2 Avantages	21
1.4.3 Inconvénients	22
1.5 Positionnement de l'étude	22
1.5.1 Contexte local	22
1.5.2 Contexte national	24
1.5.3 Présentation du système à contrôler	24
1.5.3.1 Partie puissance	24
1.5.3.2 Partie commande	26
1.6 Conclusion du positionnement de l'étude	27
<b>2 Modélisation du système</b>	<b>28</b>
2.1 Introduction	28
2.2 Modélisation type "courant" de la MADA	29
2.2.1 Modes électriques	29
2.2.1.1 Expression des fonctions de transferts des modes électriques	29
2.2.1.2 Schéma-bloc des modes électriques	32
2.2.2 Modes mécaniques	32

2.2.2.1	Expression de la fonction de transfert du mode mécanique . . . . .	32
2.2.2.2	Schéma-bloc du mode mécanique . . . . .	34
2.3	Modélisation type "flux" de la MADA . . . . .	34
2.3.1	Modes liés aux flux . . . . .	34
2.3.1.1	Expression des fonctions de transfert des modes liés aux flux . . . . .	34
2.3.1.2	Modélisation schématique des modes électriques . . . . .	36
2.3.2	Modes mécaniques . . . . .	37
2.3.2.1	Expression de la fonction de transfert du mode mécanique . . . . .	37
2.3.2.2	Schéma-bloc du mode mécanique . . . . .	37
2.4	Conclusion sur les deux types de modélisations présentées . . . . .	37
2.5	Modélisation de la MADA par un formalisme graphique, la Représentation Énergétique Macroscopique . . . . .	38
2.5.1	Introduction . . . . .	38
2.5.2	Formalisme REM de la MADA . . . . .	38
2.5.3	REM fine de la MADA . . . . .	40
2.5.4	Conclusions sur le formalisme REM utilisé . . . . .	42
2.6	Analyse du régime permanent . . . . .	42
2.6.1	Introduction . . . . .	42
2.6.2	Modèle aux inductances couplées . . . . .	42
2.6.3	Modèle aux sources liées . . . . .	43
2.6.4	Modèle avec fuites ramenées au stator . . . . .	44
2.6.5	Conclusion sur l'analyse de la MADA en régime permanent . . . . .	45
2.7	Synthèse sur la modélisation du système . . . . .	47
<b>3</b>	<b>Contrôle linéaire</b> . . . . .	<b>48</b>
3.1	Introduction . . . . .	48
3.2	Principe de simulation . . . . .	48
3.2.1	Logiciel de simulation . . . . .	48
3.2.2	Paramètres de simulation . . . . .	49
3.3	Stratégies linéaires de contrôle . . . . .	50
3.3.1	Stratégie appliquée à la modélisation en courant . . . . .	50
3.3.2	Stratégie appliquée à la modélisation en flux . . . . .	52
3.4	Répartition des puissances . . . . .	54
3.4.1	État de l'art . . . . .	54
3.4.2	Pulsation de transition pour une plage de variation "classique" . . . . .	55
3.4.3	Pulsation de transition pour une plage de variation maximale . . . . .	56
3.4.4	Pulsation de transition pour une plage de variation minimale . . . . .	59
3.4.5	Fonctionnement de la machine en survitesse . . . . .	60
3.4.6	Conclusion sur les différentes lois de variations des pulsations . . . . .	62
3.5	Mise en oeuvre de la répartition des puissances . . . . .	64
3.5.1	Modèles analytiques . . . . .	64
3.5.2	Modèle graphique . . . . .	66
3.5.3	Conclusion sur la mise en oeuvre de la répartition des puissances . . . . .	68
3.6	Résultats de simulation - Modèle en courant échantillonné . . . . .	69



3.6.1	Algorithme et schéma à programmer . . . . .	69
3.6.2	Régulateur de pulsations réparties . . . . .	71
3.6.2.1	Plage de variation maximale . . . . .	72
3.6.2.2	Plage de variation classique . . . . .	74
3.6.2.3	Plage de variation avec discontinuité minimale . . .	75
3.6.2.4	Application du critère IAE . . . . .	75
3.6.3	Imposition angulaire . . . . .	77
3.6.3.1	Plage de variation maximale . . . . .	77
3.6.3.2	Plage de variation classique . . . . .	78
3.6.3.3	Plage de variation avec discontinuité minimale . . .	79
3.6.3.4	Application du critère IAE . . . . .	80
3.7	Résultats de simulation - Modèle en flux échantillonné . . . . .	81
3.7.1	Algorithme et schéma à programmer . . . . .	81
3.7.2	Régulateur de pulsations réparties . . . . .	82
3.7.2.1	Plage de variation maximale . . . . .	82
3.7.2.2	Plage de variation classique . . . . .	84
3.7.2.3	Plage de variation avec discontinuité minimale . . .	84
3.7.2.4	Application du critère IAE . . . . .	84
3.7.3	Imposition angulaire . . . . .	85
3.7.3.1	Plage de variation maximale . . . . .	85
3.7.3.2	Plage de variation classique . . . . .	87
3.7.3.3	Plage de variation avec discontinuité minimale . . .	88
3.7.3.4	Application du critère IAE . . . . .	88
3.8	Conclusions à partir du critère IAE . . . . .	89
3.9	Influence de l'utilisation d'un modulateur de type MLI sur les simulations . . . . .	90
3.9.1	Modulation à Largeur d'Impulsion utilisée . . . . .	90
3.9.2	Résultats pour une modélisation en courant échantillonné .	90
3.9.3	Résultats pour une modélisation en flux échantillonné . . .	93
3.9.4	Conclusion sur les effets d'une Modulation à Largeur d'Impulsion . . . . .	95
3.10	Conclusion sur les contrôles linéaires . . . . .	96
<b>4</b>	<b>Commande à régime glissant appliquée à la MADA</b>	<b>97</b>
4.1	Introduction . . . . .	97
4.2	Généralités sur la théorie du contrôle par mode de glissement . . . .	98
4.2.1	Structure par commutation au niveau de l'organe de commande	98
4.2.2	Structure par commutation au niveau d'une contre-réaction d'état . . . . .	98
4.2.3	Structure par commutation au niveau de l'organe de commande, avec ajout de la commande équivalente . . . . .	99
4.3	Principe de la commande à structure variable . . . . .	100
4.3.1	Définition des systèmes non-linéaires . . . . .	100
4.3.2	Formulation des expressions générales de la commande par mode de glissement . . . . .	101
4.3.3	Surface de commutation et vecteur de commande . . . . .	103
4.3.3.1	Choix de la surface de commutation . . . . .	103
4.3.3.2	Choix du vecteur de commande . . . . .	104

4.4	Application à une modélisation de la MADA de type courant . . . . .	105
4.4.1	Modes rapides liés aux courants . . . . .	105
4.4.1.1	Mise en équation avec un régulateur à mode glissant	105
4.4.1.2	Schéma de commande des modes rapides avec un régulateur à mode glissant . . . . .	108
4.4.2	Modes lents liés à la vitesse . . . . .	109
4.4.2.1	Mise en équation avec un régulateur à mode glissant	109
4.4.2.2	Schéma de commande du mode mécanique avec un régulateur à mode glissant . . . . .	110
4.4.3	Résultats de simulation . . . . .	110
4.4.3.1	Régulateur réparti de pulsation . . . . .	111
4.4.3.2	Réglage angulaire . . . . .	113
4.4.4	Conclusions . . . . .	117
4.5	Application à une modélisation de type flux . . . . .	117
4.5.1	Modes rapides, liés aux flux . . . . .	117
4.5.1.1	Mise en équation avec un régulateur à mode glissant	117
4.5.1.2	Schéma de commande avec des régulateurs à modes glissants appliqués aux modes rapides liés aux flux	119
4.5.2	Modes lents liés à la vitesse . . . . .	119
4.5.2.1	Mise en équation avec un régulateur à mode glissant	119
4.5.2.2	Schéma de commande du mode mécanique avec un régulateur à mode glissant . . . . .	120
4.5.3	Résultats de simulation . . . . .	121
4.5.3.1	Régulateur réparti de pulsation . . . . .	121
4.5.3.2	Réglage angulaire . . . . .	124
4.5.3.3	Conclusions . . . . .	126
4.6	Régime glissant discret, application à une modélisation en courant .	126
4.6.1	Application aux modes rapides liés aux courants . . . . .	127
4.6.1.1	Mise en équation . . . . .	127
4.6.1.2	Schéma de contrôle générique des modes rapides liés aux courants . . . . .	130
4.6.2	Modes lents liés à la vitesse . . . . .	130
4.6.2.1	Mise en équation . . . . .	130
4.6.2.2	Mise en oeuvre du schéma de contrôle de la vitesse à partir d'une "discrétisation" du mode glissant . .	132
4.6.3	Résultats de simulation . . . . .	132
4.6.4	Conclusions . . . . .	135
4.7	Stratégie mixte . . . . .	136
4.7.1	Mise en équation . . . . .	136
4.7.2	Résultats de simulation . . . . .	137
4.7.3	Conclusion sur une stratégie mixte . . . . .	139
4.8	Influence d'un modulateur à largeur d'impulsion . . . . .	139
4.8.1	Résultats de simulation . . . . .	139
4.8.2	Conclusion . . . . .	143
4.9	Conclusion générale sur une stratégie à mode glissant appliquée à la MADA . . . . .	144

<b>5</b>	<b>Réalisation expérimentale</b>	<b>146</b>
5.1	Introduction . . . . .	146
5.2	Partie puissance . . . . .	146
5.2.1	Machine asynchrone à double alimentation . . . . .	148
5.2.2	Machine à courant continu . . . . .	149
5.2.3	Résumé des paramètres . . . . .	149
5.2.4	Convertisseurs statiques . . . . .	150
5.2.4.1	Convertisseurs statique liés à la MADA . . . . .	150
5.3	Partie commande . . . . .	152
5.3.1	Carte comprenant un composant de type DSP . . . . .	153
5.3.2	Carte comprenant un composant de type FPGA . . . . .	154
5.3.3	Carte CAN-CNA . . . . .	154
5.3.4	Schémas de connection entre cartes . . . . .	154
5.3.4.1	Généralités sur les signaux échangés . . . . .	154
5.3.4.2	Allocation mémoire . . . . .	155
5.3.4.3	Fonctionnement de la carte <i>FPGA ACEX1K</i> . . . . .	157
5.3.4.4	Fonctionnement de la carte <i>DSP TMS320</i> . . . . .	159
5.3.4.5	Programmation de fonctions dans le <i>DSP</i> . . . . .	160
5.3.4.6	Niveau hiérarchique des interruptions . . . . .	162
5.4	Résultats expérimentaux . . . . .	162
5.5	Conclusion sur la mise en oeuvre expérimentale . . . . .	163
	<b>Conclusion</b>	<b>166</b>
	<b>A Annexe A</b>	<b>170</b>
A.1	Grandeurs réelles - Grandeurs $\alpha - \beta$ . . . . .	170
A.2	Grandeurs $\alpha - \beta$ - Grandeurs $d - q$ . . . . .	170
A.3	Synthèse . . . . .	171
	<b>B Annexe B</b>	<b>172</b>
B.1	Régime glissant discret appliqué aux modes lents . . . . .	172
	<b>C Glossaire</b>	<b>175</b>
C.1	Principales notations utilisées . . . . .	175
	<b>Bibliographie</b>	<b>177</b>

# Introduction Générale

Le point de départ de cette étude a été d'aller vers une "Commande non linéaire d'une machine asynchrone à double alimentation". A travers ce mémoire, nous allons dresser un tableau de toutes les étapes à franchir pour parvenir à ce résultat. Les aspects concernant le choix de la configuration de notre MADA, jusqu'à l'implantation expérimentale en passant par la simulation temps réel du système, sont décrits dans cette étude.

Le premier chapitre aborde l'étude sous une forme assez descriptive. En effet, à travers une étude bibliographique d'un certain nombre d'articles de revues et de conférences, nous dressons un premier bilan sur la MADA. En premier lieu, nous dégagerons deux tendances pour la configuration de la MADA.

La première configuration concerne une machine asynchrone à rotor bobiné dont les enroulements statoriques sont reliés à un réseau électrique triphasé, tandis que les enroulements rotoriques sont connectés à un onduleur de tension à MLI. Cette configuration vise, pour la plupart des études, un fonctionnement en mode générateur. Les applications visées sont notamment les éoliennes.

La deuxième configuration est une machine asynchrone à rotor bobiné dont les enroulements statoriques et rotoriques sont reliés à des onduleurs de tension à MLI indépendants. Ces onduleurs tirent leur énergie d'un redresseur qui peut-être commun, ou propre à chaque onduleur. Chacune de ces variantes a ses avantages et ses inconvénients.

En second lieu, nous analysons les différentes stratégies de commande qui ont été testées avec ces deux configurations. Il apparaît que la stratégie de pilotage très majoritairement utilisée sur ce type de machine électrique est le contrôle vectoriel. Ce contrôle est basé sur le principe d'orientation d'un champ. De cette manière, les tensions, les courants, et les divers flux ont été pris comme axe de liaison avec le repère tournant nécessaire. Cette stratégie ayant été très étudiée, elle nous servira de base de travail pour la suite de notre étude.

Dans ce premier chapitre nous dressons un bilan des avantages et des inconvénients d'une MADA et choisissons de nous orienter vers une configuration utilisant deux onduleurs reliés aux enroulements statorique et rotorique de la MADA. Nous avons donc fixé la configuration du système que nous allons utiliser et l'orientation que nous allons choisir pour la stratégie de commande.

Dans le deuxième chapitre, nous décidons d'adopter la loi de répartition des puissances proposée par un auteur [22]. Effectivement, il nous semble judicieux de vouloir contrôler les échanges de puissance active dans ce système. Au cours du deuxième chapitre, nous constatons que la modélisation utilisée lors de la loi de répartition des puissances ne présente pas toutes les garanties qu'on pourrait exiger d'elle. Nous décidons d'utiliser une modélisation valable en régimes transitoire

et permanent, basée sur les courants statoriques et rotoriques de la MADA. En vue de se rapprocher le plus possible d'un fonctionnement avec un contrôle direct du couple (DTC), nous proposons également une deuxième modélisation basée sur les flux statoriques et rotoriques. Au cours du deuxième chapitre, nous dressons un schéma équivalent en régime permanent de la MADA. Nous nous appuyons également sur un modèle graphique afin de représenter la MADA d'une manière originale. Nous obtenons donc à la fin de ce chapitre les modélisations analytiques et graphiques, valables en régimes permanent et transitoire en vue d'élaborer la stratégie de pilotage de la MADA.

Dans le troisième chapitre, nous élaborons pour les deux modélisations susmentionnées, un contrôle vectoriel à orientation de flux statorique. Nous développons également, le principe de répartition des puissances. Nous constatons, qu'en régime permanent, la répartition des puissances est équivalente à une répartition des pulsations. De plus, nous devons définir des pulsations de transition qui marquent la commutation entre deux lois de variation. Nous montrons que le choix de ces pulsations de transition à une influence sur les discontinuités de fréquences à imposer. Compte tenu de ces éléments, nous trouvons deux façon d'imposer les pulsations à notre système :

- utilisation de régulateur répartis de pulsation,
- imposition angulaire.

Pour chacune de ces modélisations et de ces pulsations de transition, nous utilisons le critère IAE appliqué aux erreurs commises sur le flux statorique et sur la pulsation statorique pour dresser un bilan des influence et des couplages qui existent entre ces éléments.

Les résultats de simulation présentant la variation de vitesse, la réponse des composantes du flux statorique et les réponses des pulsation statorique et rotorique au cours d'un cycle de référence sont donnés.

Enfin l'influence des temps morts est testée.

Le quatrième chapitre aborde l'aspect commande non-linéaire. Après un bref rappel de quelques éléments de théorie nécessaires pour la mise en oeuvre d'une régulation à structure variable, nous décidons de l'appliquer à nos deux modélisations. La structure retenue est une configuration utilisant le principe de la commande équivalente. La surface de commutation nécessaire pour l'utilisation d'une régulation à mode glissant est choisie égale à l'erreur. Pour le modèle en courant, il s'agit des erreurs de courants, pour le modèle en flux, il s'agit des erreurs commises sur les flux. Le vecteur de commande équivalente permet de maintenir le système en mode glissant sur la surface de commutation. Un second mode existe, il s'agit du mode d'approche. Dans cette phase, le système évolue vers la surface de commutation. La dynamique du mode d'approche est définie par le vecteur de commande commutant, dont l'expression est propre à chaque auteur.

Les résultats de simulation sont présentés pour les deux modélisations et pour un cycle de variation de la vitesse de référence.

Une stratégie de commande utilisant le principe de discrétisation des régulateurs est mise en oeuvre. Il s'agit de comparer les résultats avec ceux obtenus par discrétisation des régulateurs d'un asservissement linéaire. Cette méthodologie usuellement adoptée pour la synthèse de régulateurs des modes mécaniques à été

généralisée de façon à être employée également pour la synthèse des régulateurs liés aux modes rapides électriques.

Enfin, une stratégie mixte, qui utilise un régulateur à mode glissant discret pour la régulation de vitesse et des régulateurs linéaires discrets pour les modes rapides liés aux flux est simulée pour une modélisation en flux de la MADA.

Dans ces deux dernières configurations, des résultats de simulation sont présentés.

En dernier point, l'influence des temps morts est analysée.

Le cinquième chapitre est consacré à la réalisation pratique de la maquette expérimentale. Ce chapitre rappelle la configuration retenue et donne les caractéristiques techniques de la plupart de ces éléments constitutifs. Ainsi les éléments de la chaîne de puissance sont présentés : caractéristique des deux machines électriques, la MADA et la MCC, caractéristique des onduleurs de tension utilisés, caractéristique des redresseurs. Dans un deuxième temps, le système de commande utilisé est présenté. Il s'agit d'un système basé sur la technologie DSP - FPGA. La communication des cartes de commande entre elles, les langages utilisés sont ainsi détaillés. L'interconnexion entre le système de commande et les interrupteurs de puissance est discutée.

Enfin des résultats expérimentaux sont présentés.

# Chapitre 1

## De l'état de l'art au positionnement de l'étude

### 1.1 Introduction

Dans ce chapitre nous allons présenter l'état de l'art du domaine en regroupant l'ensemble des articles ou contenus d'ouvrages, que nous avons choisis de sélectionner pour commencer notre étude. A chaque fois, nous tâcherons de présenter dans quelle configuration de commande l'auteur s'est placé, quelle a été sa thématique de recherche et si il y a eu ou pas une validation expérimentale.

Dans le bilan que nous présenterons ensuite, nous donnerons les grands axes de recherche vers lesquels nous avons souhaité nous orienter à la lueur de cette étude bibliographique. Ensuite, nous situerons notre étude dans le contexte national et international et nous tirerons les premières conclusions sur les avantages et les inconvénients des Machines Asynchrones à Double Alimentation (MADA) et de leurs stratégies de contrôle.

## 1.2 État de l'art

### 1.2.1 Présentation des études antécédentes

Nous allons présenter trois catégories d'études. Pour chacune de ces catégories, nous analyserons les études qui leur sont propres et tacherons de dégager pour chaque étude un certain nombre de critères qui nous serviront pour la détermination et l'orientation de notre étude. Dans un premier temps nous nous contenterons de recenser pour chaque catégorie les études antécédentes et ce sans se soucier de la configuration ou du fonctionnement du système. En effet, la dénomination *Machine à double alimentation* concerne aussi bien le fonctionnement en mode générateur que le fonctionnement en mode moteur et peut s'adresser à une multitude de configurations. Nous pourrions trouver dans [26] un recensement de certains articles parus sur la MADA classés suivant leur architecture. Dans chacune des classes, les auteurs rappellent les équations fondamentales, et les principales applications. On ne citera ici que les six grandes classes qu'ils distinguent :

- MADA simple dont les enroulements statoriques sont connectés à un réseau triphasé, le rotor est relié à son propre onduleur (Single Doubly Fed Induction Machine). La figure 1.1 présente un schéma de principe de cette catégorie de MADA.

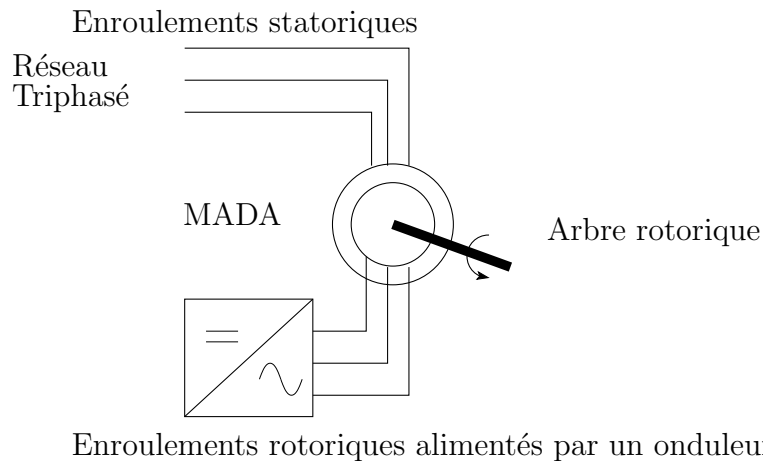


FIG. 1.1: Schéma de principe d'une machine asynchrone à rotor bobiné.

- MADA en "cascade", deux MADA dont les rotors sont couplés électriquement et mécaniquement. (Cascaded Doubly Fed Induction Machine). La figure 1.2 présente le schéma de principe de deux machines asynchrones à rotor bobiné permettant d'obtenir un système à double alimentation. Les enroulements statoriques sont reliés à deux sources de tensions triphasées.
- "MADA cascadée à un repère", il s'agit de deux machines à cage dont l'axe rotorique est identique. Les barres rotoriques sont croisées entre les deux machines. Une machine a son stator relié au réseau, l'autre à un onduleur. (Single Frame Cascaded Doubly Fed Induction Machine).
- MADA sans balai, machine très proche de la précédente sauf que cette fois ci, les deux enroulements statoriques appartiennent à un circuit magnétique commun. Le rotor est commun et à cage d'écureuil. (Brushless Doubly Fed Machine). Nous présentons sur la figure 1.3 un schéma de principe de ce type de machine.



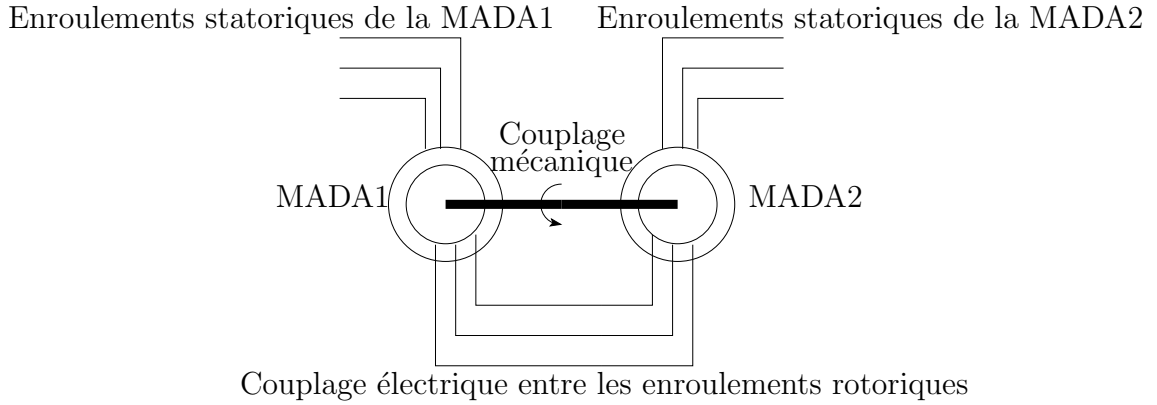


FIG. 1.2: Schéma de principe de deux machines asynchrones reliés mécaniquement et électriquement par le rotor.

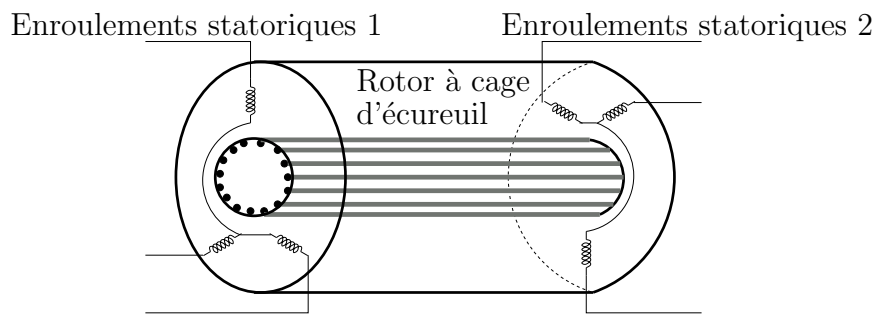


FIG. 1.3: Schéma de principe de deux machines asynchrones reliés mécaniquement et électriquement par le rotor.

A nouveau, nous avons deux alimentations triphasées distinctes.

- MADA à réductance, machine utilisant le principe d'un rotor de moteur à réductance variable. Elle est nommée Doubly Fed Reluctance Machine.
- MADA "tandem" (Tandem Induction Machine), machine possédant un rotor à cage et deux enroulements statoriques. Un stator est fixe tandis que l'autre peut-être tournant.

Nous pouvons donc constater que sous une dénomination commune, plusieurs configurations et constructions de MADA sont concernées.

Les trois catégories d'étude qui nous intéressent sont les études traitant de

- stabilité, modélisation de la MADA
- études des formes des signaux
- stratégie de commande.

### 1.2.1.1 Stabilité et modélisation de la MADA

Nous regroupons ici toutes les études où nous pouvons trouver une partie concernant la modélisation ou la stabilité.

Nous trouverons chez M. POZA [52] une étude sur le dimensionnement et la modélisation d'une MADA sans balais. Cette machine est en fait composée de deux enroulements statoriques indépendants et d'un rotor "spécial". Le premier enroulement statorique est dit enroulement de puissance, et est directement connecté

au réseau, alors que l'autre est dit enroulement de commande, et est piloté par un onduleur. L'intérêt de telles machines est qu'elles assurent un fonctionnement à très basse vitesse, permettant d'envisager entre autre la suppression des réducteurs mécaniques. Elles nécessitent une maintenance plus facile du fait de la suppression du système "bague et balai".

Y. DIN [16] ainsi que S. WANG [72] dont les deux articles sont très proches, présentent une étude de stabilité de la MADA basée sur des simulations. La MADA a des enroulements statoriques reliés au réseau, tandis que ces enroulements rotoriques sont connectés à un onduleur. La stratégie de contrôle retenue est celle du champ orienté. Les auteurs introduisent un courant magnétisant directement proportionnel au flux d'entrefer. Le repère tournant est aligné sur le flux d'entrefer. Les auteurs montrent des résultats de simulation présentant des oscillations de flux lors des variations de charge. Ce flux se met à osciller fortement en particulier en mode moteur. Les auteurs décident ensuite de rajouter une compensation de l'oscillation du flux basée sur une estimation de ce dernier. Les simulations présentées, montrent une nette amélioration de la réponse du flux mais aussi du couple. Ils pensent pouvoir ainsi améliorer la stabilité des générateurs basés sur la MADA par exemple dans les applications visant l'éolien.

M. HELLER [24] voit en la MADA la solution du futur pour les industries de pompage. Il se propose d'évaluer la stabilité d'une MADA à l'aide de la méthode des petites variations autour d'un point de fonctionnement. Il se base sur un système dont le stator est connecté au réseau et le rotor relié à un onduleur et dont le contrôle est assuré par l'orientation du flux statorique. Le mode de fonctionnement retenu est un fonctionnement moteur. La méthode des petites variations lui permet de tracer le lieu des pôles de son système (il considère le courant magnétisant statorique et le flux statorique). Il présente ensuite des résultats expérimentaux réalisés avec une machine de 33 kW. M. KELBER [32] reprend cette étude et la poursuit en ajoutant une partie sur la commande du système.

A. MASMOUDI [41], étudie les échanges d'énergie dans une MADA. Il considère une MADA dans son cas le plus général c'est à dire qu'elle possède deux alimentations variables et indépendantes, une au stator et une autre au rotor. Il se place du point de vue de cet échange énergétique dans l'entrefer. Il dresse un bilan de l'échange énergétique entre les enroulements statoriques ou rotoriques pour un fonctionnement en moteur, en générateur ou en frein. L'auteur propose une étude sur la stabilité en analysant les valeurs propres de la matrice dynamique découlant de sa modélisation, en fonction de variations des paramètres électriques.

M. POLOJADOFF [50] propose de représenter les variations des variables internes de la MADA sous forme de diagrammes circulaires. Il étudie le cas le plus général d'une MADA où stator et rotor sont reliés à des onduleurs indépendants. L'auteur analyse les trajectoires des vecteurs complexes, tensions, flux, et courants, lors des régimes transitoires. Cette démarche lui permet ensuite de statuer sur les variations des courants en régime permanent suivant différentes conditions et dans tous les types de fonctionnement. L'auteur insiste sur le fait que la représentation graphique des phaseurs permet de mieux appréhender le comportement de la MADA. Il reprend les bases de cette étude dans [51] et y ajoute une étude sur la saturation de la MADA, toujours à partir de l'expression de ces diagrammes circulaires. Cette méthode graphique est utilisée afin de tracer une limite de stabilité pour les valeurs propres du système suivant le fonctionnement.

A. TOUMI [61], étudie la stabilité d'une MADA, notamment pour des applications éoliennes. Après avoir établi un modèle mathématique de la MADA, il emploie la méthode des petites variations pour linéariser le modèle. Ensuite, l'auteur applique le critère de Routh afin d'obtenir des courbes de variations des coefficients du critère. L'influence de l'inertie ainsi que du rapport des tensions statoriques et rotoriques sont étudiés.

Dans cette catégorie d'études nous retiendrons principalement les études [41] [50] [51] qui permettent d'avoir une représentation graphique de la MADA.

### 1.2.1.2 Formes d'ondes des signaux d'une MADA

Dans ce paragraphe, nous regroupons toutes les études qui traitent de qualité des signaux d'une MADA. A nouveau, toutes les configurations de MADA pourront être concernées.

A. DITTRICH [17] propose dans son article de contribuer à l'amélioration des signaux délivrés par une MADA en compensant les harmoniques de courant. L'auteur s'intéresse à une MADA dont chaque côté est connecté à un onduleur de tension. L'application visée par son étude est l'éolien. Un onduleur contrôle la tension du bus continu, tandis que l'autre placé au rotor assure le contrôle de la puissance active. Il part de l'idée que le facteur de puissance est fondamental pour le développement de l'exploitation de l'énergie éolienne et maritime. Il fait un étude théorique de la réduction des harmoniques des courants principaux par la méthode de compensation des harmoniques dues à des effets secondaires. Il constate par exemple que des harmoniques de courants apparaissent à cause des oscillations du flux statorique. Des mesures réalisées prouvant l'efficacité d'une telle méthode peuvent aussi être consultées. Les essais expérimentaux ont été réalisés en laboratoire sur un système comprenant une machine de 4 kW.

R. GHEYSENS [21] s'intéresse au fonctionnement d'une MADA en mode générateur, dont les enroulements statoriques sont connectés à un réseau triphasé. Les enroulements rotoriques sont reliés à un cycloconvertisseur. L'auteur se propose de comparer l'influence d'une alimentation en tension ou en courant sur le comportement de la MADA. Ensuite, il présente les résultats d'une implantation en logique rapide pour une alimentation en courant. Dans son étude de l'influence du choix de l'alimentation, il introduit la notion de trois couples différents : un couple asynchrone statorique, un couple asynchrone rotorique et un dernier couple dû à l'interaction des deux sources (alimentation en tension du stator, et tension ou courant du rotor). La stratégie de contrôle est occultée. Une série de résultats expérimentaux est ensuite donnée. L'expérimentation a eu lieu sur une machine de 4.5 kW.

M. YAMAMOTO [74] étudie une MADA dont le stator est relié au réseau tandis que le rotor est connecté à un onduleur indépendant. Il utilise la méthode du champ orienté appliqué au flux d'entrefer et propose de contrôler les puissances actives et réactives statoriques indépendamment et de façon stable. Les applications concernées par cette étude sont l'hydroélectricité et l'éolien. Ensuite, l'auteur assurent que des harmoniques de courant dus à l'alimentation du rotor sont transmis au stator. Cela a pour conséquence de changer la fréquence des signaux de ce dernier. L'analyse harmonique des courants statoriques le prouve. Une étude expérimentale est proposée afin de corroborer cette affirmation. Les réponses temporelles des courants peuvent être consultées.

Bien entendu, toutes ces études font appel à des stratégies de pilotage qui sont sous-jacentes. Elles sont placées dans cette catégorie car nous avons pensé que le point majeur de l'étude est leur conclusion qui découle d'une analyse d'un signal.

### 1.2.1.3 Stratégies de commande

Cette catégorie d'études est la plus riche au regard de notre mémoire. Effectivement, comme nous devons développer une stratégie de commande, nous avons été particulièrement attentifs à leurs contenus.

D. ARSUDIS [4] étudie une MADA dont le stator est relié au réseau triphasé et le rotor à un onduleur de tension à GTO, lui même alimenté par un redresseur de tension. Cet article propose l'étude de la MADA en tant que générateur à vitesse variable. L'auteur propose de contrôler les puissances actives et réactives statoriques à la fois en régimes permanent et transitoire. La méthode de contrôle adoptée est celle du champ orienté. L'auteur introduit un courant magnétisant statorique, l'orientation du champ est ensuite choisie de façon à caler la rotation du repère sur ce courant magnétisant défini. Les courbes expérimentales présentent les puissances actives et réactives. Ces résultats attestent des performances du contrôle proposé. Les courbes expérimentales ont été obtenues sur un moteur de 22 kW.

J. BENDL [6] étudie le contrôle d'une MADA dont le stator est relié au réseau et le rotor à un onduleur indépendant. Il vise des applications destinées à la génération d'électricité à travers l'hydraulique ou l'éolien. L'auteur propose dans cette étude une nouvelle stratégie permettant un contrôle indépendant des séquences positives et négatives des courants statoriques. Cela a pour conséquence une immunité accrue du facteur de puissance face aux perturbations du réseau et un contrôle plus flexible pour chacun des trois courants statoriques. Seuls des résultats de simulation des courants, tensions et puissances statoriques et rotoriques sont donnés. Ils attestent des bonnes performances du contrôle adopté.

R. DATTA [15], fait une comparaison des performances d'une MADA utilisée en génératrice. Cette étude concerne une MADA dont les enroulements statoriques sont reliés à un réseau triphasé, tandis que les enroulements rotoriques sont connectés à un onduleur de tension. Cette étude se place dans le contexte de la génération électrique dans les systèmes éoliens. L'auteur compare cette solution aux deux autres envisageables :

1. solution à vitesse variable avec une machine asynchrone à cage
2. solution à vitesse fixe avec une machine à cage.

La comparaison est effectuée sur les critères suivants : complexité du système à mettre en oeuvre, zones de fonctionnement, et quantité d'énergie disponible à la sortie. La conclusion de cet article est que le système le plus simple à mettre en oeuvre est le système à vitesse variable utilisant une MADA. L'auteur constate qu'en matière de récupération d'énergie, la MADA est meilleure que les deux autres solutions grâce au maintien de son couple maximal sur une plus grande plage de vitesse. Un autre avantage mis en relief est la réduction de la puissance donc du prix des convertisseurs à mettre en oeuvre.

D. FORCHETTI [20], considère une MADA dont le rotor est connecté à un onduleur. Le stator est par conséquent relié au réseau triphasé. L'étude se focalise sur un fonctionnement en mode générateur de la MADA. Il propose un contrôle vectoriel basé sur l'orientation du flux statorique. Les deux variables de contrôle

sont les deux courants rotoriques (direct et en quadrature), et les variables de sortie sont, la fréquence et l'amplitude de la tension statorique. Des résultats expérimentaux sont ensuite présentés. Les courbes des tensions et courants statoriques sont présentées et commentées. Les test expérimentaux ont été réalisés sur une machine de 5.5kW.

R. GHOSN [22], [23] considère le cas d'une MADA fonctionnant en mode moteur dont le stator et le rotor sont reliés à deux onduleurs différents. Ils sont eux mêmes reliés à un redresseur commun. Dans son mémoire de thèse, il se fixe deux objectifs :

1. premièrement, assurer une répartition des puissances entre le stator et le rotor,
2. deuxièmement, mettre en oeuvre une stratégie de contrôle à orientation de flux statorique.

Afin de parvenir à son deuxième objectif, il introduit un courant magnétisant, fruit de l'addition d'un courant rotorique et d'un courant statorique. Compte tenu du fait que cette fois ci les deux cotés de la machine sont alimentés par deux alimentations indépendantes, les équations de transfert résultantes pour les courants sont du type "deuxième ordre". Les termes de couplage, indispensables à compenser, sont simples et définis à partir du fonctionnement en régime permanent. Afin de pouvoir valider l'ensemble de sa stratégie, il applique le principe de répartition des puissances aux modèles de contrôle proposés par MOREL,[43], et par LECOCQ, [36], et compare ainsi les résultats de simulation obtenus.

La deuxième partie de son mémoire propose une nouvelle stratégie d'observation de la vitesse basée sur la méthode MRAS (Model Reference Adaptive System). Il présente enfin en dernière partie une étude expérimentale de son travail réalisé sur une maquette de 1.5 kW de la société ALSTOM de Belfort.

W. HOFMANN [25] fait une étude des variables de la MADA dont les enroulements statoriques sont connectés au réseau tandis que les enroulements rotoriques sont reliés à un onduleur. Il propose une application éolienne (fonctionnement générateur de la MADA) et par conséquent une courbe de couple mécanique disponible en fonction de la vitesse. Il part de l'hypothèse que sa machine est pilotée par un contrôle vectoriel basé sur l'orientation du flux statorique. Il analyse par les simulations des variations des courants, des pertes et des flux. Il démontre que son contrôle, qui doit minimiser les pertes, est performant.

B. HOPFENSBERGER [28], propose l'étude d'une MADA dont les enroulements statoriques sont reliés à un réseau triphasé, le rotor est alimentée par un onduleur. Il se place dans un fonctionnement en mode moteur et vise des applications nécessitant une variation de vitesse de rotation. Il adopte une stratégie de contrôle de type champ orienté. L'orientation du repère est choisi suivant le flux statorique. Il se propose ensuite de montrer quelques résultats expérimentaux avec et sans capteur de position. Il est particulièrement intéressant de constater que l'auteur propose deux façons de déterminer l'angle de rotation du repère tournant :

1. la première est basé sur la mesure et l'expression des courants statoriques dans un repère tournant,
2. la deuxième nécessite la mesure des puissances active et réactive statoriques.

Dans [27], il propose l'étude de deux machines asynchrones à rotor bobiné dont les axes rotoriques sont couplés à la fois mécaniquement et électriquement entre eux

(principe de la cascade hypo ou hyper synchrone). Dans cet article, l'auteur explore une façon de contrôler ce système en essayant de satisfaire les principes généraux du contrôle vectoriel : référence de couple, de vitesse, de puissance active et de puissance réactive. Des résultats expérimentaux peuvent être consultés. Il s'agit des courbes expérimentales des variations de vitesse, des courants statoriques et des puissances active et réactive statoriques.

Dans un autre article [29], l'auteur reprend l'étude précédente mais en appliquant cette fois-ci la théorie du champ orienté au flux commun rotorique alors que dans l'étude précédente il avait choisi un flux statorique. A nouveau, des résultats expérimentaux sont présentés. Il s'agit des courbes expérimentales des variations de vitesse, des courants statoriques et des puissances active et réactive statoriques.

L'étude de Y. KAWABATA [31] est très proche de la configuration que nous souhaitons étudier, le stator et le rotor de sa MADA sont connectés à deux onduleurs indépendants. Les deux onduleurs de tension sont alimentés par deux redresseurs indépendants. Le modèle global dans l'espace d'état de la machine dans un référentiel quelconque est donné. Les courants sont les variables d'état et les tensions d'alimentation composent le vecteur de commande. Ce qui est ensuite remarquable, c'est que l'auteur va simplifier son modèle d'état de façon à faire apparaître des termes couplés et d'autres découplés. Pour cela il arrive à exprimer son premier modèle d'état en plusieurs vecteurs facteurs de deux matrices particulières : la matrice unité et une matrice appelée  $J$ , matrice unité antidiagonale. Il en déduit que tous les éléments multipliés par la première matrice ne font pas apparaître de couplage entre les axes de son repère tournant, alors que ceux multipliés par la deuxième ( $J$ ) présentent des couplages entre axes. Par un jeu de simplification basé sur l'analyse précédente, il établit un modèle d'état où un courant magnétisant et un courant contrôlant le couple apparaissent pour chaque côté de la machine et peuvent être contrôlés indépendamment. Des courbes expérimentales de l'asservissement réalisé à partir de cette modélisation viennent appuyer ces démonstrations. L'auteur présente les courbes de réponse de la consigne de vitesse appliquée et des courants. La validation expérimentale a été menée sur une machine de 0.75 kW

Z. KRZEMINSKI [35] présente une méthode de contrôle d'une MADA sans capteurs. Nous sommes encore dans le cas où les enroulements statoriques de la machine sont reliés à un réseau triphasé tandis que le rotor est relié à un onduleur. L'auteur s'affranchit de la mesure par capteur des courants rotoriques car il utilise la méthode PLL (Phase Locked Loop) qui lui permet de synchroniser la phase des courants rotoriques sur celle des tensions statoriques. Deux différents types de contrôles sont ensuite appliqués, il s'agit d'abord d'un contrôle des courants rotoriques par hystérésis et ensuite de l'utilisation d'un régulateur de courant de type prédictif. Il compare ensuite les résultats de ces deux méthodes de contrôle par simulation et expérimentation. Les résultats expérimentaux présentés sont les courbes de réponses des puissances actives statoriques et rotoriques. Les résultats sont bien entendu très satisfaisants pour les deux types de contrôle avec tout de même des résultats sensiblement meilleurs pour le contrôle prédictif des courants.

D. LECOCQ [36] [38] présente des résultats de simulations d'une MADA dont le stator et le rotor sont connectés à des onduleurs indépendants. Il propose d'adopter la théorie du champ orienté appliqué au flux statorique. Il choisit donc d'imposer la vitesse, le flux, le facteur de puissance et le glissement. Il prétend pouvoir les contrôler à la fois, en régimes permanent et transitoire. Dans [37] l'auteur explique

comment procéder à un contrôle indirect du flux du même système. Il part du principe que la MADA offre quatre degrés de liberté : le flux, le couple, la fréquence rotorique, et le facteur de puissance. Il choisit alors le flux d'entrefer et introduit un courant magnétisant. Celui ci est proportionnel au flux d'entrefer. Ensuite, il formule les trois autres relations liant les courants avec une des grandeurs à contrôler. Il définit les quatre régulateurs de courant à mettre en oeuvre. Des résultats expérimentaux sont présentés, il s'agit des réponses du flux statorique, de la vitesse, et des tensions et courants statoriques.

M. MACHMOUM [39] propose une étude des performances d'une MADA en régime permanent. Son étude s'inscrit dans le cadre des applications à vitesse variable, que le fonctionnement soit en moteur ou en générateur. Il s'agit d'une MADA dont le stator est relié au réseau et le rotor à un cycloconvertisseur considéré comme une source de courant. Pour la stratégie de commande, l'auteur choisit d'aligner l'axe  $d$  de son repère tournant avec le courant rotorique. Il souhaite ensuite contrôler les courants rotoriques et l'angle de déphasage de la tension stator par rapport à son repère, il le nomme angle de charge. L'expression analytique du couple peut alors être scindée en deux parties, une partie due au courant rotorique et l'autre due à l'interaction entre les alimentations stator et rotor. Les résultats expérimentaux qui présentent les réponses du courant rotorique en fonction de l'angle de décalage en régime permanent, permettent de conclure qu'une alimentation en courant est préférable pour le contrôle de la MADA.

Dans une autre étude très proche, [40], l'auteur se focalise sur une alimentation en tension au rotor. Le modèle ainsi obtenu est simple d'utilisation et minimise le nombre de paramètres ayant une influence sur l'état en régime permanent de la MADA, par rapport à une alimentation en tension. Cette fois, le repère tournant est associé au vecteur tension statorique. Une analyse de l'expression analytique du couple en régime permanent permet de constater que le couple dépend de trois paramètres : le glissement, le ratio entre les amplitudes des tensions statoriques et rotoriques, et le déphasage entre les deux sources de tensions. Des résultats de simulations sont présentés. Il s'agit des courbes de variation du couple, des courants statoriques et rotoriques en fonction des différentes valeurs que peuvent avoir les paramètres définis : le rapport des tensions, l'angle de déphasage entre le vecteur tension statorique et le vecteur tension rotorique, etc...

L. MOREL [43] fait l'étude d'une MADA dont le stator est relié au réseau et le rotor à un onduleur. Il assure qu'une telle disposition permet de dimensionner la puissance du convertisseur utilisé au rotor à 20% de la puissance mécanique maximale. Il propose d'effectuer un contrôle de type champ orienté. Afin d'obtenir un moteur ou un générateur à vitesse variable il propose de passer par trois phases différentes pour amener la vitesse du moteur de zéro à sa vitesse nominale : mode I, on démarre le moteur avec les enroulements statoriques en court-circuit, mode II, on connecte le stator sur le réseau, mode III, la MADA est alimentée à tension et fréquence fixe au stator et par un convertisseur au rotor. Le fonctionnement du système durant les différents modes est démontré avec validation par des résultats expérimentaux. Il s'agit des réponses en vitesse de la MADA, des courbes de réponse des courants et des tensions rotoriques.

R. PENA [44] étudie une MADA fonctionnant en générateur dont les enroulements statoriques sont reliés à un réseau triphasé, et dont les enroulements rotoriques sont reliés à un onduleur. La charge mécanique entraînant le rotor est un

moteur diesel. Il propose d'adopter un contrôle indirect du flux statorique via un courant magnétisant lui-même régulé par les courants rotoriques. L'originalité de l'étude réside dans le fait que l'auteur tente d'utiliser le moins de carburant possible en régulant la vitesse de l'ensemble suivant une courbe optimale de vitesse en fonction de la charge. Une régulation de type "floue" est alors utilisée pour la boucle de régulation de vitesse. Des résultats de simulation qui présentent les réponses de la vitesse, des courants ou, de la consommation de carburant, attestent du bon comportement de l'ensemble. Cet article s'inscrit dans la notion de contrôle en vue d'optimisation globale du système.

S. PERESADA [45], [46] présente ses travaux de recherche portant sur une MADA dont les enroulements statoriques sont reliés au réseau, le rotor est quant à lui connecté à un onduleur de tension. L'auteur place son étude dans le contexte d'un fonctionnement en mode générateur. Il propose de faire une régulation "asymptotique" des puissances active et réactive statoriques par le biais d'une régulation des courants actif et magnétisant statoriques. Il se place dans un repère tournant lié à la tension statorique. Pour rester dans le cas le plus général possible, il précise qu'il ne négligera pas les termes résistifs. Il démontre à travers des tests expérimentaux et des simulations que le système est robuste face à des variations paramétriques et face à une erreur de la mesure de la position mécanique du rotor. Il conclut en précisant que pour lui ce système est aussi bon dans la génération d'énergie que pour la traction à condition que les domaines de vitesse soient très proches de la vitesse de synchronisme.

G. PODDAR effectue dans [48] une étude très similaire celle que nous pensons mener : il considère un système dont le stator et le rotor sont connectés à des onduleurs indépendants, le fonctionnement moteur est d'abord envisagé. Il propose de contrôler deux courants statoriques avec la méthode du champ orienté, tandis qu'une loi statique  $V/f$  sera implantée au rotor permettant ainsi de contrôler le flux et la pulsation rotorique. Il présente aussi une nouvelle loi de fréquence permettant une indépendance de la réponse du système vis à vis des variations paramétriques. Il conclut en démontrant que le double de la puissance nominale du moteur est atteint pour une vitesse de rotation de la machine valant le double de la vitesse nominale. Des résultats expérimentaux sont présentés. Nous pourrions ainsi consulter les courbes de réponse des flux statoriques, des courants statoriques et rotoriques ainsi que de la vitesse pour différents couples de charge.

F. POITIERS [49], étudie une MADA en vue de l'appliquer à des systèmes de type éolien. Les enroulements statoriques sont donc connectés sur le réseau triphasé tandis que le rotor est relié à un onduleur. Afin d'établir une commande de type vectorielle, l'auteur propose d'utiliser un référentiel tournant lié au flux statorique. L'étude porte ensuite sur la comparaison entre un correcteur de type PI classique et un correcteur de type RST. Ces correcteurs sont mis en oeuvre de façon à contrôler les variables essentielles du système à savoir : le flux statorique et le couple. Les simulations effectuées permettent d'analyser les réponses temporelles des variables. Les critères qui permettent d'analyser ces réponses sont la recherche de la puissance active optimale, l'adaptation face à une variation de vitesse brutale, la robustesse face aux variations des paramètres électriques. Les réponses données par les deux régulateurs sont ainsi comparées. Les conclusions dévoilent que les deux types de régulations conduisent à des résultats équivalents. Le régulateur RST donne des meilleurs résultats en terme de robustesse vis à vis des variations paramétriques,



que celles-ci soient mécaniques ou électriques.

L'étude que présente D. RAMUZ [53] porte sur une MADA dont les enroulements statoriques et rotoriques sont alimentés par deux onduleurs indépendants. L'auteur propose d'utiliser cette configuration pour un fonctionnement moteur dans des applications telles que la traction où la "première transformation de l'acier". Afin de contrôler sa MADA, l'auteur utilise un contrôle vectoriel à orientation de flux. Dans un premier temps il présente des résultats expérimentaux avec un contrôle basé sur un repère tournant lié au flux statorique, dans un deuxième temps, le contrôle est basé sur une orientation du repère suivant le flux d'entrefer. Les résultats présentés sont la vitesse, les courants statoriques et rotoriques. Ces résultats expérimentaux ont été obtenus sur une maquette dont le moteur a une puissance de 1.5 kW.

A. SAPIN, [57], utilise un onduleur trois niveaux du côté rotorique de la MADA dont les enroulements statoriques sont reliés au réseau. L'onduleur multiniveaux (NPC) va piloter la machine en vue de l'appliquer aux usines de pompage et d'extraction. Les principaux avantages que présente l'auteur pour valider sa proposition sont :

- la réduction du nombre de transformateur à utiliser,
- l'utilisation d'un onduleur à trois niveaux avec un facteur de puissance unitaire ( $\cos(\varphi) = 1$ ).

Les résultats de simulations des régimes transitoires montrant les courants, les tensions, le couple et la vitesse appuient ces conclusions.

A. M WALCZYNA, [70], étudie une MADA dont les enroulements statoriques sont connectés à un réseau triphasé et le côté rotorique à un onduleur de tension contrôlé en courant. L'auteur s'intéresse à des application pour la génération d'énergie électrique. Il présente les résultats de simulations des dynamiques des courants d'une MADA. Il adopte un contrôle de type champ orienté, le repère étant lié sur la tension statorique. L'auteur choisit de travailler dans l'espace d'état en adoptant le flux stator et le courant rotor comme variables d'état. Les variables à contrôler sont le couple, et la puissance réactive statorique. Pour A.M WALCZYNA, l'intérêt principal d'un contrôle en courant de la MADA réside dans le fait que le couple ne dépend plus de la vitesse ou du glissement mais dépend uniquement de l'amplitude et de la fréquence des courants rotoriques. Quelques exemples expérimentaux viennent confirmer la simulation. Il s'agit des réponses de la vitesse, des flux statoriques, rotoriques et d'entrefer ainsi que des courants.

Dans une autre étude, [71], l'auteur reprend l'étude précédente en modélisant la machine dans un repère tournant lié à la tension rotorique. Il affirme que la structure à commander est ainsi plus simple. Afin d'améliorer les performances dynamiques et statiques de la MADA, l'auteur propose l'analyse de l'influence du couplage dû aux courants de l'axe opposé, au sein des termes de compensation relatifs aux équations rotoriques. Une comparaison est ensuite faite par rapport à ses précédents travaux.

S.WANG, [72], présente les résultats de simulation d'une MADA dont les enroulements statoriques sont connectés à un réseau triphasé. Le bobinage rotorique est alimenté par un onduleur de tension. L'auteur envisage d'appliquer son étude à un fonctionnement moteur ou générateur à vitesse variable. La stratégie de contrôle retenue pour cette étude est de type champ orienté, le repère tournant étant orienté suivant le flux d'entrefer. Un courant magnétisant à contrôler est ainsi introduit. L'auteur propose une méthode de compensation des oscillations de flux permettant

d'améliorer les performances dynamiques du système. Il définit une relation liant la dérivée du flux d'entrefer au courant rotorique dans l'axe  $d$ . Il constate que la dynamique de ce courant influence la dynamique du flux, il propose donc d'agir là dessus afin de compenser les oscillations de flux observées.

L. XU, [73], fait l'étude d'une MADA dont seul le côté rotorique est relié à un onduleur indépendant. Le côté statorique est relié au réseau triphasé. Il propose une stratégie de commande originale sans capteur de position mécanique du rotor. L'auteur effectue un contrôle des courants rotoriques. La stratégie de commande retenue est de type champ orienté, le repère tournant est choisi de façon à être lié au flux d'entrefer. La position angulaire du rotor est obtenue par une expression faisant intervenir les courants et tensions rotoriques mesurés. Des courbes expérimentales viennent corroborer les résultats de simulations présentés. Il s'agit des courbes de vitesse, de puissance réactive et bien entendu une courbe de comparaison entre l'angle mécanique estimé et mesuré.

Dans ce panel d'articles traitant de stratégies de commande pour toutes les configurations de MADA, il nous semble important de retenir les articles [22], [31], [36] et [38]. Ils traitent d'une configuration de MADA à deux onduleurs de tension. Les stratégies de commande sont dans trois cas des contrôles vectoriels et dans le dernier cas un retour d'état.

#### 1.2.1.4 Articles généraux

Nous présentons dans ce paragraphe des articles plus généraux ou traitant de configuration en plein essor.

P. BAUER, et ses coauteurs [5] font un état de l'art du génie électrique utilisé lors de la construction d'une éolienne. Un paragraphe est consacré à l'étude des différents types de générateurs utilisés. Concernant la MADA deux variantes sont présentées : le système de Kraemer, ou système consommateur de puissance réactive et le système classique d'une MADA fonctionnant en génératrice. Cette dernière est équipé d'un système de contrôle de la puissance réactive de sortie. Dans les deux cas, le stator de la machine est connecté au réseau. Les auteurs concluent que de toutes les motorisations possibles présentées, aucune n'est pour l'instant idéale et pensent que les générateurs asynchrones à rotor bobiné ont très peu d'avenir face à leur concurrents : les générateurs à aimants permanents. Cette étude bien que pessimiste pour les MADA a le mérite de dresser un tableau des possibilités qui s'offrent à un industriel voulant construire une éolienne. Chaque possibilité technique est commentée avec ces avantages et ces inconvénients.

L'étude suivante fait partie de ces études "parallèles". Elle propose d'utiliser une configuration de MADA pas encore généralisée pour venir remplacer la configuration à un onduleur connecté au côté rotorique. F. BLAZQUEZ [8], présente un nouveau type de générateur pour les applications éoliennes, il s'agit d'une MADA sans balai. Cette machine est en fait composée de deux enroulements statoriques indépendants et d'un rotor "spécial". Le premier enroulement statorique est dit enroulement de puissance, et est directement connecté au réseau, alors que l'autre est dit enroulement de commande, et est piloté par un onduleur. On parle de machines doubles étoiles. L'intérêt de telles machines est qu'elles permettent un fonctionnement à très basse vitesse, et donnent la possibilité d'envisager la suppression des réducteurs mécaniques. La maintenance mécanique devient plus facile du fait de la suppression du système "bague - balai". Les auteurs pensent que cette solution très

prometteuse pourrait remplacer la solution classique à rotor bobiné, notamment dans le cadre de la régénération des centrales hydroélectriques d'Europe du Nord.

Nous avons voulu dans ce paragraphe présenter deux études dignes d'intérêt, la première parce qu'elle relativise les résultats et les applications envisageables avec les MADA, la deuxième parce qu'elle propose une solution alternative basée sur une machine à double alimentation.

### 1.2.2 Conclusions

En matière de MADA, on peut dire à la lueur de cette étude bibliographique, que ce terme regroupe énormément de sujets. Nous avons pu, à travers cet échantillonnage de 30 ans de publications sur la MADA, apprécier à quel point elle est déclinable. On comprend aisément pourquoi dès les premières études on l'a surnommée "machine généralisée". Il ressort tout de même de cette vue bibliographique que les études entreprises sur cette machine ont majoritairement concerné un fonctionnement en mode générateur avec une visée sur les applications éoliennes.

Une première catégorie d'étude (au delà des configurations "systèmes" envisageables) porte sur la notion de stabilité, et de modélisation de la MADA.

La seconde catégorie, concernent les publications traitant des études des contenus harmoniques des formes d'ondes, de filtrage de courants ou de tensions, conduisant à une meilleure qualité de contrôle. Dans ces études, la notion de stratégie de contrôle est sous-jacente et ne fait pas pleinement partie de l'objet de la publication, contrairement à la dernière catégorie d'étude.

Enfin la troisième catégorie d'étude a fait balayer par les auteurs un maximum de stratégies de commandes afin de piloter la MADA en vue d'atteindre des objectifs divers. Que ce soit en fonctionnement "moteur" ou "générateur", il n'est pas rare de rencontrer comme objectif le contrôle de l'état magnétique de la machine, ou l'assurance d'une certaine qualité de signal sur un de ses "côtés".

Enfin nous avons présenté deux articles portant à controverse sur les MADA. Le premier assure qu'en matière de construction éolienne, la MADA va être suppléée par les machines à aimants permanents, et la seconde a "anticipé" ce revirement et propose une MADA dont la construction est légèrement différente (Fig. 1.2.1). Cette nouvelle MADA serait un palliatif pour ne pas se détourner des machines à double alimentation. Ces trois catégories de sujets d'articles ou de mémoires s'adressent aux différentes configurations possibles d'une MADA. Effectivement un grand nombre de solutions techniques ont déjà été explorées. Nous allons exclure un grand nombre de configurations pour nous concentrer sur les deux configurations majeures de la MADA. On notera en effet, que se sont les deux configurations que l'on trouve majoritairement. Les autres configurations peuvent être considérées comme marginales, à une exception près la MADA à "double étoile" stator (§1.2.1). La première solution que l'on rencontre fréquemment est une solution "familiale". Elle consiste en une MADA dont le stator est relié au réseau tandis que le rotor est connecté à un onduleur indépendant. On trouvera sur la figure 1.4, une description générique récapitulant la configuration des systèmes utilisant cette configuration.  $C_r$  est le couple résistant,  $C_{em}$  le couple électromagnétique et  $\Omega$  la vitesse.

Majoritairement, les applications visées par les auteurs sont les futures fermes éoliennes, c'est à dire un fonctionnement en mode générateur. Pourtant quelques

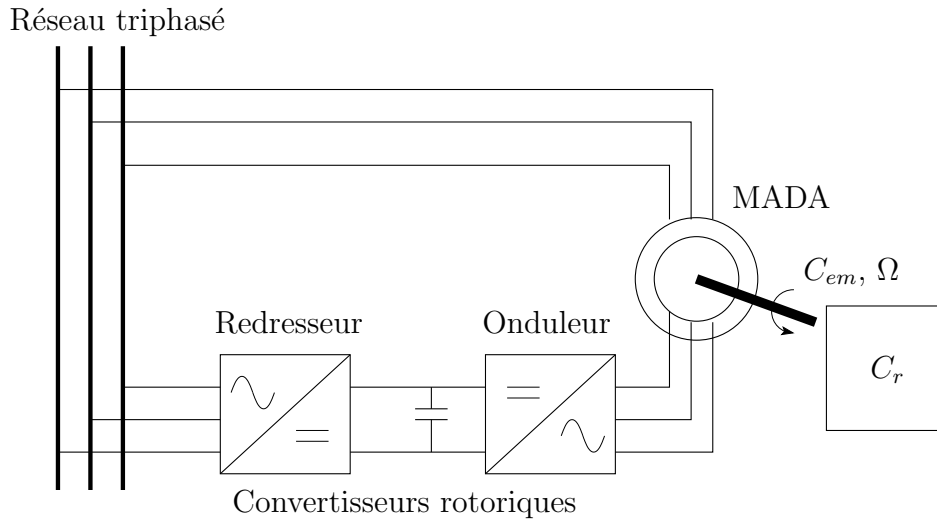


FIG. 1.4: Schéma général d'un système utilisant une MADA alimentée par un seul onduleur.

auteurs suggèrent cette solution pour un fonctionnement moteur. Les applications visées sont le pompage, le forage ou l'extraction. Mais dans l'ensemble, peu d'auteurs ont réellement étudié un fonctionnement moteur avec cette configuration, même si tous affirment que le fonctionnement est réversible. Nous pouvons conclure que cette configuration est prédestinée à un fonctionnement générateur.

La stratégie de contrôle adoptée est quasi systématiquement un contrôle vectoriel. Deux auteurs, pourtant se détachent. L'un fait un contrôle par fourchette de courant, [35], et l'autre réalise un contrôle en se basant sur l'asservissement des séquences positives ou négatives de courant, [6].

Dans la majorité des cas, le repère tournant nécessaire au contrôle vectoriel, est lié au flux statorique ou à la tension statorique. Quelques articles traitent le problème à partir d'une orientation du flux d'entrefer, et enfin d'autres s'intéressent aux autres orientations possibles. Ainsi, le repère tournant peut-être aligné avec : un courant rotorique, un courant magnétisant statorique ou rotorique, une tension rotorique ou un flux rotorique. Pratiquement dans tous les exemples les auteurs choisissent leur jeu de "référence" de variables en fonction de critères liés à la puissance : contrôle de la puissance active ou réactive. Il s'agit bien entendu des puissances renvoyées sur le réseau, donc du côté des enroulements "statoriques".

On peut ici encore conclure que cette MADA n'a été testée qu'avec des contrôles vectoriels, dans le but de maîtriser les échanges d'énergie et notamment les transferts de puissances active et réactive envoyées sur le réseau. Majoritairement, le principe de découplage entre le flux et le couple n'est assuré qu'en régime permanent. L'hypothèse consistant à négliger les résistances des enroulements statoriques est adoptée. Il n'y a donc pas de contrôle direct du flux, sa valeur et orientation dépend de la qualité du réseau auquel sont connectés les enroulements statoriques. Il faut tout de même préciser que dans cette configuration, beaucoup d'auteurs orientent leurs travaux sur la modélisation et la caractérisation des phénomènes éoliens, courbes de puissance à extraire en fonction de la vitesse de vent, plutôt que sur le contrôle "pur" des variables de la MADA.

Enfin, il est intéressant de noter que la plupart des articles que l'on peut trouver

sur cette configuration font une comparaison entre leurs résultats expérimentaux et ceux obtenus par simulation. Cette configuration fait l'objet de beaucoup de publications et de communications : 80% des articles portant sur les machines à double alimentation.

La deuxième solution, consiste en une MADA dont les deux cotés, stator et rotor, sont alimentés par des onduleurs de tension. Elle peut prendre deux formes équivalentes :

- deux onduleurs alimentés en parallèle par un redresseur commun, ce dernier est donc une source d'alimentation commune aux deux côtés,
- deux onduleurs alimentés par leurs propres redresseurs. Dans ce cas, c'est le réseau qui est la source du couplage électrique existant entre les deux côtés.

Nous trouverons sur la figure 1.5 un schéma générique de cette structure.

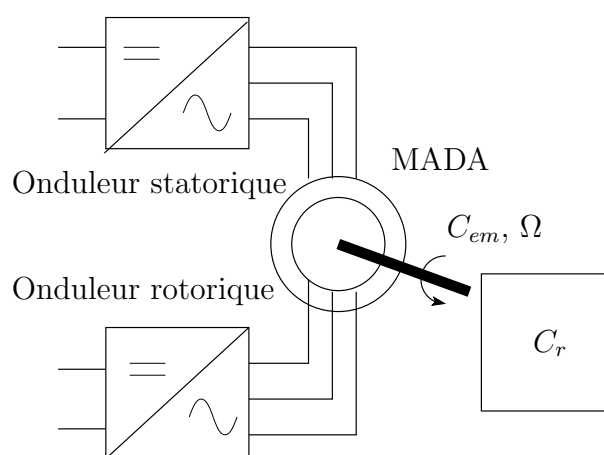


FIG. 1.5: Schéma général d'un système utilisant une MADA alimentée par deux onduleurs de tension.

Comparativement à la solution "classique", peu d'articles traitent d'une configuration d'une MADA avec deux onduleurs. Les quelques articles que l'on peut trouver peuvent être qualifiés d'articles de référence et tentent de traiter la modélisation, la stabilité de cette configuration, le contrôle etc. . . [50], [36], [31]. Les auteurs n'ont pas tranché sur le fonctionnement type que pourrait avoir cette solution, moteur ou générateur. Très peu d'applications sont nommées ou visées directement. Pourtant, les applications exigeant une vitesse variable sont souvent sous jacentes.

Dans les articles traitant de stratégies de contrôle d'une telle configuration, le contrôle vectoriel est celui que l'on rencontre le plus couramment, il semble avoir été adopté par tous. Le flux statorique semble être la variable conventionnelle pour l'orientation du repère tournant. Seul un article aborde le problème en choisissant une orientation du flux d'entrefer, [37]. Le formalisme dans l'espace d'état tend à se généraliser. Un auteur tente d'ailleurs de piloter cette machine par les stratégies de type retour d'état, [31]. La vitesse, le flux, les puissances active et réactive sont les variables que l'on souhaite asservir le plus fréquemment.

Pour ce qui est de la partie expérimentale de ces études, il faut avouer que la plupart des auteurs sont assez vagues sur les tests qu'ils ont réellement réalisés. On a l'impression que par la faute du peu d'applications visées, cette configuration n'a pas été l'objet de beaucoup d'études expérimentales. Les stratégies utilisant

des régulateurs polynômiaux (RST), la technique Direct Torque Control, ou du modèle interne, etc. . . n'ont été que très peu explorées.

Cette configuration trouvera-t-elle des applications pour lesquelles elle deviendrait indispensable ? Saura-t-elle venir empiéter sur les plates-bandes de la machine asynchrone à cage d'écurie dans le domaine de la vitesse variable ? Quel contrôle mettra en valeur toutes les possibilités d'une telle configuration ?

### 1.3 Choix de la chaîne de puissance retenue

Nous donnons deux schémas génériques de la chaîne de puissance possible à étudier avec une MADA alimentée par deux onduleurs. Un schéma détaillant la structure utilisant deux onduleurs et deux redresseurs est donné sur la figure 1.6.

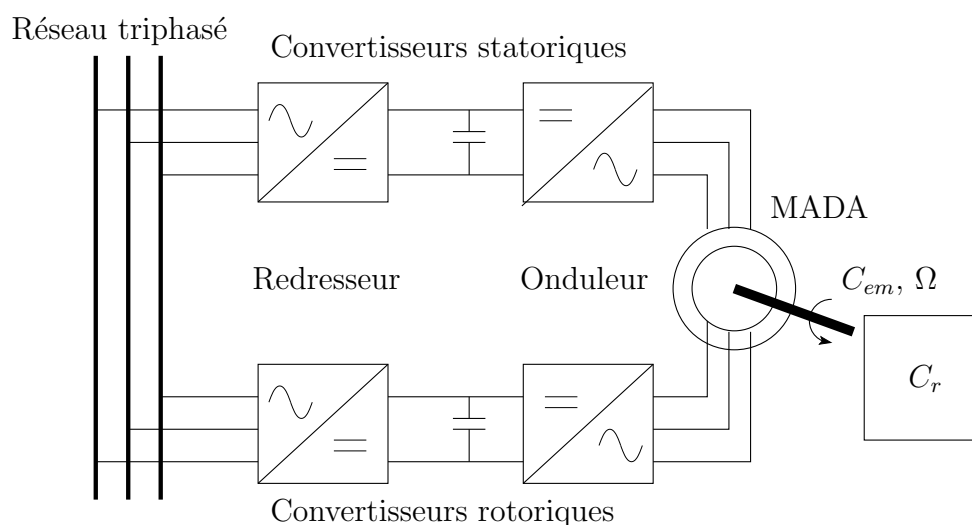


FIG. 1.6: Schéma général utilisant deux redresseurs alimentant deux onduleurs

Cette structure est évidemment la structure la plus générale du système. Les deux redresseurs ont une source d'alimentation commune qui est le réseau triphasé.

Un autre cas de figure est une structure très similaire à la précédente à la différence qu'il n'y a qu'un seul redresseur. Le redresseur utilisé est alors dimensionné pour donner plus de puissance. Cela sous-entend que les deux onduleurs ont une source d'alimentation en énergie commune, le bus continu. Le schéma est présenté sur la figure 1.7.

Nous avons apparemment le choix entre les deux configurations de puissance. Lors de la réalisation expérimentale, nous nous sommes aperçu que la deuxième structure (un redresseur commun) fait appel à une hypothèse sous-jacente et implicite : les deux cotés de la machine doivent être dimensionnés de façon identiques. C'est à dire que le rapport de transformation de la machine, que l'on pourrait ici définir comme le rapport de la tension statorique sur la tension rotorique, doit être très proche de un. Si ce n'était pas le cas, dans un fonctionnement avec un modulateur à largeur d'impulsion, un coté, (faible tension) se verrait appliquer des niveaux de tensions trop élevées par rapport à son dimensionnement. Nous pouvons donc imaginer que les conducteurs, fortement sollicités au niveau de leur tenue en tension, auraient un vieillissement prématuré, voir immédiat.

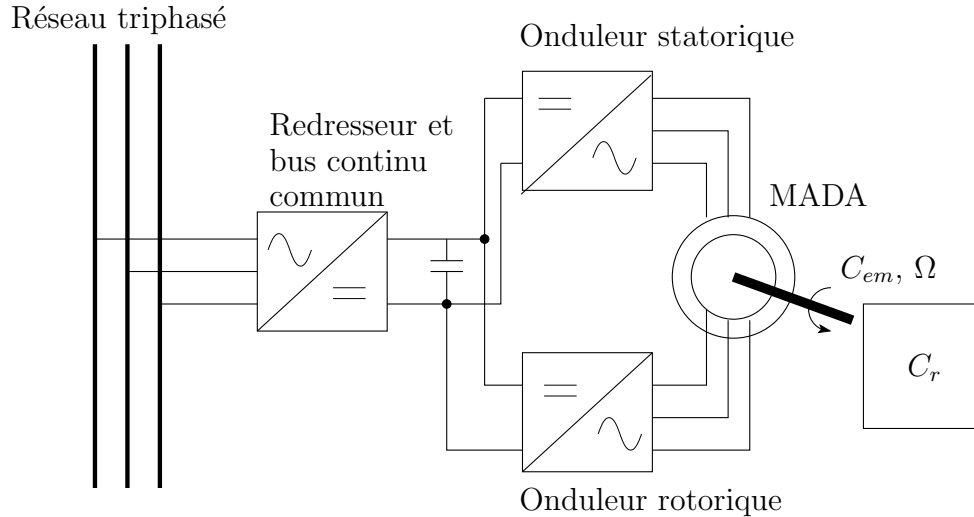


FIG. 1.7: Schéma général utilisant un seul redresseur alimentant deux onduleurs en parallèle

Un autre argument est que les constructeurs de machines électriques ne proposent pas dans leurs catalogues standards, de machine ayant un rapport de transformation proche de l'unité. Il s'agit systématiquement d'une commande spécifique, avec évidemment les conséquences que cela peut avoir sur le coût global de la machine. De plus, la plupart des machines vendues ont une configuration fixe au rotor (étoile ou triangle). La modification du couplage par l'utilisateur n'est pas possible dans les solutions standards proposées.

Au commencement, notre étude portait sur une structure à deux onduleurs de tensions alimentés par un redresseur commun. Effectivement, notre étude étant la suite logique du travail de R. GHOSN [22], nous avons considéré la même solution technique, c'est à dire un seul redresseur pour deux onduleurs. Par la suite nous nous sommes aussi intéressés à la seconde forme. Nous avons toujours eu le souci de replacer notre étude dans un contexte le plus général et le plus modulaire possible. C'est donc naturellement que nous avons décidé d'utiliser pour la manipulation expérimentale, deux redresseurs associés à deux onduleurs. Notre choix a été conforté par l'obligation d'un rapport de transformation lors de l'achat de la MADA. De plus, le choix de la configuration à un redresseur nous aurait obligé à être très attentif à son dimensionnement : il doit en effet être capable de supporter le travail en parallèle des deux onduleurs. Ce problème aurait dû être étudié au sens des échanges énergétiques.

## 1.4 Discussion sur les avantages et les inconvénients d'une MADA avec des convertisseurs au stator et au rotor

### 1.4.1 Domaines d'application

Que l'on adopte un système comprenant un seul redresseur ou deux, la caractéristique *Couple - Vitesse* est toujours la même pour peu que l'on considère un

contrôle identique sur les deux systèmes. Nous nous plaçons dans un fonctionnement en mode moteur de la MADA.

Une telle caractéristique, donnée sur la figure 1.8, fait apparaître plusieurs zones de fonctionnement :

- dans la première zone, la vitesse  $\Omega$  évolue alors que le couple électromagnétique  $C_{em}$  est constant et égal au couple nominal de la machine. Nous maintenons ceci jusqu'à une vitesse que nous qualifierons, vitesse de base  $\Omega_b$ ,
- dans la deuxième zone, nous agissons, en affaiblissant inversement proportionnellement à la vitesse, l'état magnétique de la machine  $\Phi$ . Le couple diminue lui aussi, alors que la tension maximale est atteinte sur chacun des cotés de la machine et que la puissance active  $P_S$  reste minimale et constante sur chaque côté  $P_S = P_{Sn}$ .

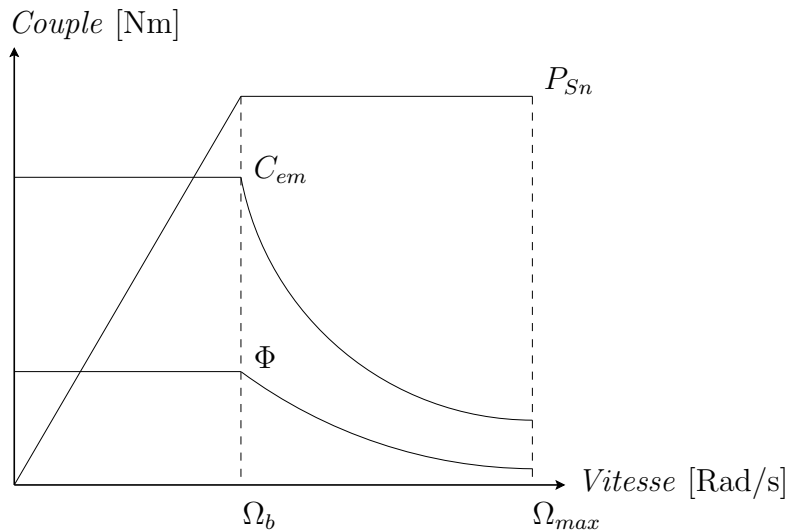


FIG. 1.8: Caractéristique de fonctionnement de la machine "Couple - Vitesse"

Les différentes zones seront explicitées un peu plus loin dans ce mémoire et on pourra voir alors comment elles s'articulent en fonction du contrôle que l'on choisit d'adopter. La différence fondamentale entre un fonctionnement à deux onduleurs et un fonctionnement à un onduleur, est que la vitesse de base dans le cas du système *stator relié au réseau*, est égale à la vitesse nominale de rotation,  $\Omega_n$ . Alors que dans le cas d'un onduleur *au stator et au rotor*, elle dépend directement du rapport de transformation qui existe entre la tension statorique et la tension rotorique d'une machine à rotor bobiné.

Une telle courbe de fonctionnement nous autorise donc à penser que cette machine sera très performante dans des applications nécessitant un fort couple de démarrage :

- la métallurgie avec les enrouleuses et les dérouleuses de bobines
- la traction, avec notamment des applications de type transport urbain ou propulsion maritime,
- et enfin les application de levage, ascenseurs, monte-charge etc... sont visées.

## 1.4.2 Avantages

La configuration qui utilise deux onduleurs avec un ou deux redresseurs présente un certain nombre d'avantages.



Le premier d'entre tous est tout de même édifiant. Dans une configuration *deux onduleurs - un redresseur*, malgré un nombre de convertisseurs plus importants, relativement à une application avec *stator connecté au réseau*, le coût global de l'ensemble serait moins cher d'environ 5% [53]. Effectivement les convertisseurs, bien que plus nombreux sont de puissances moins élevées. Il y a donc fort à parier que la réduction en puissance de ces onduleurs entraîne une réduction de la quantité de silicium. Par conséquent, dans le domaine de fortes puissances, cela peut conduire à des économies intéressantes pour l'acheteur final. Il serait intéressant de reprendre cette étude au niveau industriel et d'aboutir à un tableau comparatif général. Il permettrait ainsi d'établir les références de prix pour les différentes configurations des entraînements asynchrones utilisés.

Le deuxième avantage est la large gamme de vitesse accessible à couple et à flux constants. Si on ajoute à cela la possibilité de démagnétiser donc d'accélérer encore la machine, on entrevoit un peu plus les avantages de cette machine par rapport à une machine asynchrone à cage et une machine synchrone dans les applications nécessitant une variation de vitesse.

Le dernier avantage est trahi dans son nom : ***Machine généralisée***. Effectivement c'est une machine pouvant "assurer" tous les fonctionnements des autres machines. On peut donc y voir un avantage majeur, elle pourrait permettre de passer d'un fonctionnement à un autre tout à fait acceptable. Par exemple dans une application ferroviaire, nous pouvons revenir à mode de fonctionnement de type *Machine Asynchrone* (à rotor court-circuité) en cas de l'apparition d'un défaut sur l'un des bras des onduleurs. La gestion des modes dégradés est plus facile.

Par extension, cette généralisation nous permet d'envisager le pilotage de cette machine de manière plus globale en le dédiant à la gestion de l'optimisation des échanges d'énergie au sein du système auquel la MADA est intégrée.

### 1.4.3 Inconvénients

Difficile de lui en trouver !! Mais tout de même, trois aspects retiendront notre attention :

- Elle est plus volumineuse qu'une MAS à cage de puissance équivalente. L'aspect multi-convertisseurs, augmente le nombre de convertisseurs et par conséquent le prix. Pourtant certaines études (cf §1.4.2) prétendent le contraire.
- Le marché traditionnel est conquis par la MAS à cage, très étudié et très connue, la nouveauté peut effrayer.
- A notre connaissance, peu d'industriels n'ont encore mené d'études rigoureuses comparatives de prix total de revient sous la forme deux onduleurs. Cela la marginalise toujours par rapport à sa concurrente directe, la configuration avec *stator connecté au réseau* dont le coût global est bien maîtrisé.

## 1.5 Positionnement de l'étude

### 1.5.1 Contexte local

Cette étude est la suite logique de précédents travaux menés au sein du LEEI sur la machine à double alimentation. Il y a d'abord eu les travaux de *P. ESCANE*

dont l'étude a porté sur la simulation d'un tel système par le logiciel *MATLAB<sup>TM</sup>* et le langage de programmation *FORTRAN*, [19]. Il s'appuie lui même sur un modèle de type premier ordre (pour les modes électriques) premièrement étudié par M. LECOCQ [37]. Il a choisi un contrôle vectoriel avec orientation du repère tournant sur le flux d'entrefer.

Ensuite, il y a l'étude de *R. GHOSN*, [22]. Cette étude propose une nouvelle modélisation des modes électriques. Ce modèle est de type deuxième ordre. Il adopte un contrôle de type champ orienté. Le repère tournant est lié avec le flux statorique. La répartition des puissances a été son axe de travail principal. Afin d'avoir une maîtrise sur les puissances actives échangées entre le stator et le rotor, il propose de faire intervenir une répartition des fréquences mises en jeu.

Précisons que j'ai eu la chance de collaborer avec *R. GHOSN* lors de l'implantation expérimentale de sa stratégie au sein du service *Études Spéciales* de la division *Power Conversion* de la société *ALSTOM* de Belfort [63]. Au cours de cette réalisation pratique, nous n'avons malheureusement pas eu les résultats escomptés à cause du manque de temps. Le fonctionnement général, et la philosophie de la stratégie ont tout de même pu être validés à vitesse réduite. La vitesse nominale n'a pas pu être atteinte en raison notamment d'une mauvaise adéquation du redresseur situé en tête de la chaîne de puissance.

Fort de ces renseignements et expériences, nous avons pu orienter notre étude. Il est apparu que les hypothèses émises lors de la modélisation utilisée par *R. GHOSN* étaient délicates. Le modèle du second ordre ainsi développé ne trouvait pas tout à fait sa réalité physique. A l'opposé, le modèle simulé lors des premiers travaux par *P. ESCANE* était lui très simple et très proche d'une interprétation physique.

Les conclusions que nous avons été amenées à faire (§1.2.2), ont démontré que cette machine a été pilotée quasiment uniquement par des contrôles dits "linéaires", avec majoritairement des contrôles vectoriels à orientation du flux statorique. Il nous a paru évident de confronter ces contrôles classiques à des contrôles *non linéaires* en particulier ceux à **Structure Variable** qui connaissent aujourd'hui un essor particulier de par leur simplicité de mise en oeuvre et leur robustesse vis à vis des variations paramétriques.

Compte tenu de ces premières conclusions, nous avons naturellement fait une synthèse des études précédentes pour donner corps à ces travaux. Comme nous aurons l'occasion de le décrire dans le chapitre suivant consacré à la modélisation, le modèle formulé par *P. ESCANE* nous servira de base pour la modélisation de la MADA. Nous verrons comment ce modèle peut être assimilé à un modèle en régime permanent bien connu des spécialistes de la *Machine Asynchrone*. Afin de pouvoir aussi conclure quant à la validité d'un modèle, et bien qu'ayant écarté celui utilisé par *R. GHOSN*, nous développerons notre propre modèle, basé sur une représentation dans l'espace d'état non plus des courants, mais des flux. Nous pourrons ainsi statuer sur l'influence de la connaissance et du choix du modèle adopté.

Étant attaché à avoir une forte connotation "physique" pour chaque modèle utilisé, nous verrons comment une commande peut-être synthétisée tout en appliquant la théorie de répartition des puissances déjà proposée et étudiée dans [22]. Nous étudierons alors différentes variantes des stratégies de commandes possibles.

Nous aurons comme point de référence des stratégies "purement" linéaires et nous nous orienterons vers des stratégies non linéaires, en passant par des stratégies

mixtes (hybrides).

### 1.5.2 Contexte national

Dans le cadre d'une collaboration entre différents laboratoires français sur une thématique particulière, nous avons eu la chance de pouvoir collaborer avec d'autres acteurs nationaux sur le thème Systèmes Multi-Machines, Multi-Convertisseurs (*SMM*), [67]. Cette opération rentre dans le cadre des *Groupes de Recherche (GDR)* du CNRS. Cette thématique a récolté des résultats très positifs et a été reconduite dans le GDR ME2MS "Maîtrise de l'Énergie Électrique : du Matériau au Système" dont le responsable est M. BOUILLAULT. Un pôle "Système" est coordonné par M. LORON du laboratoire de Génie Électrique de Saint-Nazaire (*GE44*). Ce pôle comprend le thème "Systèmes Multi-machines Multi-convertisseurs" dont l'animation est assurée par A. BOUSCAYROL du Laboratoire d'Électrotechnique et d'Électronique de Puissance (*L2EP*) de Lille. La thématique développée par le LEEI dans le domaine du pilotage d'une MADA rentre parfaitement dans l'activité du groupe national *SMM*. Travaillant sur un système mono-machine, bi-convertisseurs j'ai pu prendre contact avec les différents laboratoires de ce groupe et en particulier avec les collègues du *L2EP*. Il a été intéressant de mettre en relation les compétences du LEEI dans la commande de la MADA avec les compétences du L2EP en matière de formalisation des systèmes *SMM*. Il en a résulté un stage de dix jours à Lille. Les conclusions tirées à l'issue de ce stage seront exposées lors du chapitre portant sur la modélisation de la MADA.

### 1.5.3 Présentation du système à contrôler

Nous aurons l'occasion de revenir plus amplement dans le chapitre concernant les résultats expérimentaux sur les caractéristiques techniques des différents éléments de la chaîne de puissance et de commande. Lors de l'élaboration de la maquette expérimentale, nous nous sommes toujours imposé deux choses :

1. La maquette devait être la plus ouverte possible (toutes les configurations devaient pouvoir être testées)
2. Elle devait comporter un maximum "d'éléments" produits par des industriels.

Bref, elle devait concilier à la fois la flexibilité envisageable dans un laboratoire public de recherche, avec les contraintes liées au marché industriel. Nous avons donc opté pour un schéma de la chaîne de puissance présenté sur la figure 1.9.

Nous allons donner quelques détails des différentes parties de cette chaîne de puissance. Nous donnerons dans le chapitre concernant la réalisation expérimentale l'ensemble des données techniques de la maquette réalisée.

#### 1.5.3.1 Partie puissance

**Machines Électriques** La MADA est particulièrement regardée pour des applications de fortes puissances, c'est pourquoi nous avons trouvé judicieux de se procurer une machine adaptée au laboratoire de recherche mais plus puissante que les machines étudiées traditionnellement. Ayant eu l'occasion de tester une machine de 1.5 kW nous avons décidé de prendre une machine de puissance plus élevée de

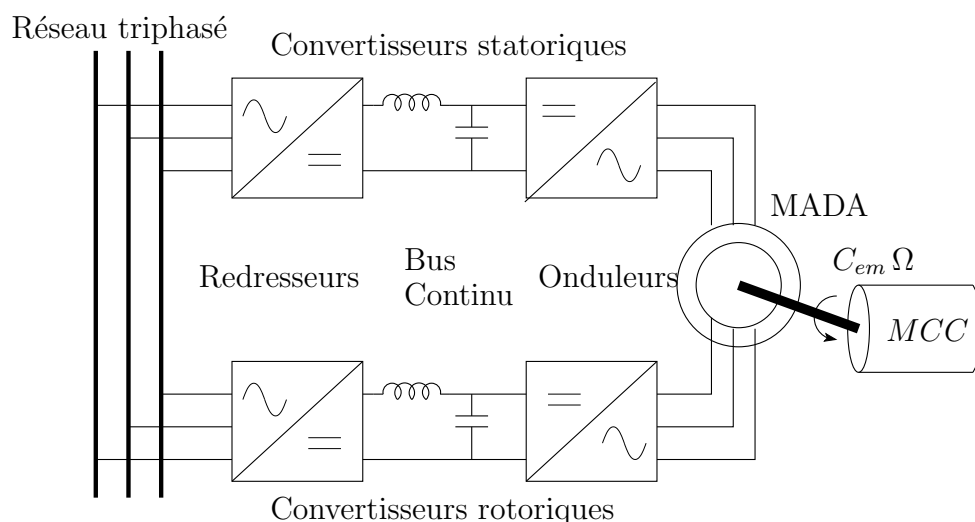


FIG. 1.9: Schéma général utilisant deux redresseurs alimentant deux onduleurs

façon à s'affranchir des caractéristiques atypiques et non représentatives des machines de faible puissance. Le choix définitif correspond à la contrainte d'installation électrique du LEEI, effectivement, le courant maximal possible dans la salle de manipulation est de  $32\text{ A}$ . Nous avons arrêté notre choix sur une machine asynchrone à rotor bobiné de  $4\text{ kW}$ . Effectivement, en cours de fonctionnement notre installation doit admettre des courants dont la somme des composantes statoriques et rotoriques ne dépasse pas le courant maximal possible de l'installation. En ce qui concerne la charge, nous avons choisi d'utiliser une Machine à Courant Continu (*MCC* comme génératrice de charge pour deux raisons :

1. le couple résistant qu'elle peut produire est directement proportionnel au courant mesuré de son enroulement induit (sous l'hypothèse d'un flux constant du côté de l'enroulement inducteur). On pourra donc si on le souhaite avoir une estimation du couple de charge appliqué à la MADA.
2. dans un fonctionnement réversible, elle nous servira à entraîner la MADA. De pilotage aisé, nous pourrions tenter dans l'avenir un fonctionnement de type éolien en lui appliquant comme référence de vitesse la sortie d'un simulateur éolien.

**Convertisseurs Statiques** Afin de pouvoir tester toutes les configurations possibles, il nous faut au minimum deux onduleurs et deux redresseurs dimensionnés à priori suivant le côté correspondant de la machine. Dans la configuration que nous souhaitons utiliser, (deux onduleurs alimentés par deux redresseurs indépendants) des convertisseurs d'une puissance de  $4\text{ kW}$  auraient suffi. Nous avons eu l'opportunité d'acquérir des convertisseurs de  $11\text{ kW}$  de chez TéléMécanique. Enfin, nous prendrons un troisième redresseur, mais cette fois ci commandable de façon à pouvoir piloter la MCC dans l'avenir.

**Armoire Électrique** Nous utiliserons une armoire électrique permettant de réaliser les différentes configurations.

Cette armoire contient aussi tous les instruments de sécurité des biens et des personnes.

Elle inclue également les capteurs de courant que nous utiliserons. Effectivement dans la stratégie de commande que nous allons proposer, les mesures des courants statoriques et rotoriques sont indispensables pour la commande future.

### 1.5.3.2 Partie commande

Nous devons choisir un système de commande suffisamment ouvert de façon à y implanter notre stratégie de commande en langage *C*, les temps morts... Nous devons nous assurer que ce système pourra recevoir des informations telles que la mesure de vitesse ou des courants et qu'il puisse envoyer des informations à destination de la commande rapprochée des interrupteurs. Nous choisirons de prendre une carte contenant un *DSP*.

## 1.6 Conclusion du positionnement de l'étude

Dans cette première partie du mémoire de thèse, nous avons fait un état de l'art des articles qui ont retenu notre attention et avons proposé pour chacun d'eux un résumé. Nous avons amené pour chaque citation un éclairage sur la configuration décrite dans l'article, le type de commande employé, la réalisation ou pas d'une maquette expérimentale et les applications envisagées lors de cette étude.

Les conclusions tirées de ces analyses nous ont amené à considérer un système, composé d'une **Machine Asynchrone à Double Alimentation** (rotor bobiné avec un système de bagues et balais) dont chaque côté (Stator et Rotor) est connecté à un redresseur en série avec un onduleur. Il s'agit de la configuration la plus générale des systèmes faisant intervenir une MADA.

Nous proposons d'orienter notre stratégie suivant les deux types connues, un **contrôle linéaire** et un **contrôle non-linéaire**. Pour vérifier l'influence du type de modélisation adoptée, nous testerons nos stratégies sous deux modélisations différentes. Il sera également proposé une modélisation graphique de la MADA. La Représentation Énergétique Macroscopique (**REM**), nous permettra par inversion du schéma de modélisation obtenu de valider ou d'infirmer la stratégie de commande proposée.

Nous garderons toujours à l'esprit notre premier objectif de commande : **répartir les puissances** entre le côté statorique et le côté rotorique.

Du point de vue de la réalisation expérimentale, compte tenu des contraintes que nous nous sommes fixées (§1.5.3) et des contraintes matérielles, nous développerons un système de commande permettant toutes les configurations. Il comprendra une MADA de  $4\text{ kW}$  accouplée mécaniquement à une MCC adéquate. Les **convertisseurs statiques** seront suffisants en nombre et en puissance pour autoriser toutes les configurations. Outre les éléments de puissance, cette architecture de validation expérimentale, comprendra des éléments dits de "commande", éléments d'**informatique industrielle**, nous autorisant toutes les stratégies possibles.

# Chapitre 2

## Modélisation du système

### 2.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous présenterons les deux types de modélisation que nous envisageons afin de trouver un modèle d'action pour piloter la MADA.

La première modélisation est extraite de l'état de l'art que nous avons fait au chapitre 1. Nous nous appuyerons sur des articles et mémoires déjà parus.

Nous avons décidé d'adopter cette première modélisation à cause de sa simplicité mais aussi des résultats expérimentaux et des simulations dont elle a déjà fait l'objet.

La seconde est une modélisation que nous proposons afin de rechercher d'autres lois de commande : linéaires et surtout non linéaires.

Ensuite, nous regarderons quelles indications nous pouvons tirer d'un formalisme de notre système décrit sous forme de Représentation Énergétique Macroscopique (REM).

Nous nous intéresserons enfin à l'analyse du comportement du système avec la MADA en régime permanent.

## 2.2 Modélisation type "courant" de la MADA

### 2.2.1 Modes électriques

#### 2.2.1.1 Expression des fonctions de transferts des modes électriques

Afin de rechercher les lois de contrôle d'une machine à courant alternatif, nous pouvons la modéliser dans un repère  $d$ - $q$  tournant dont l'orientation est à priori arbitraire (Fig. 2.1). Ce modèle est obtenu après transformation virtuelle de la machine triphasée en machine diphasée équivalente (transformation de Concordia suivie de la transformation de Park, décrite en Annexe A).

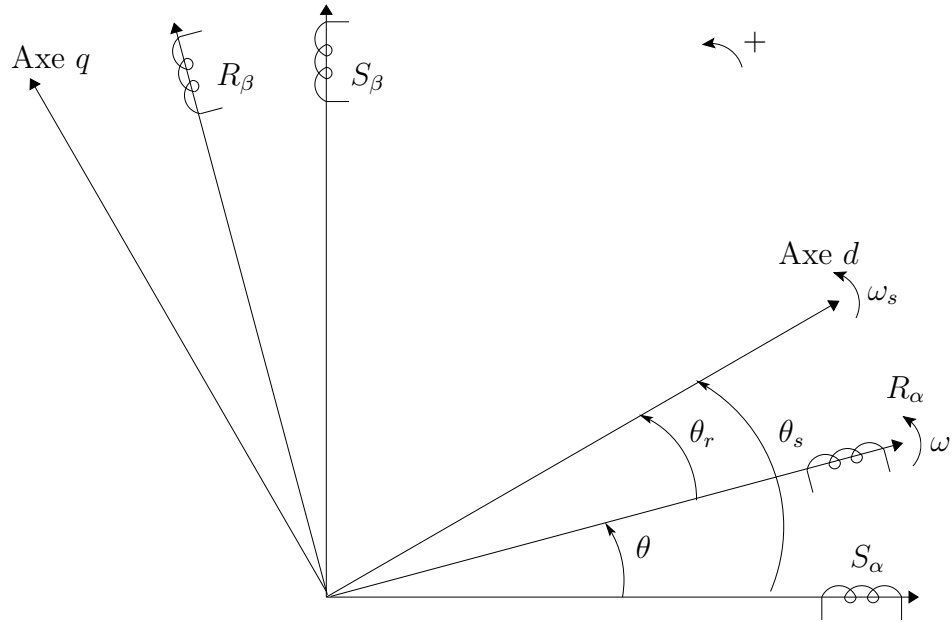


FIG. 2.1: Repères de référence : statorique  $S_\alpha - S_\beta$ , rotorique  $R_\alpha - R_\beta$  et tournant  $d$ - $q$

Ainsi dans ce repère,  $S_\alpha - S_\beta$  sont les enroulements diphasés équivalents statoriques et  $R_\alpha - R_\beta$  les enroulements diphasés équivalents rotoriques. Dans les repères "fixes" ( $S_\alpha - S_\beta$  et  $R_\alpha - R_\beta$ ) toutes les variables du modèle sont alternatives, alors que dans le repère tournant  $d$ - $q$ , elles sont constantes. Les enroulements statoriques sont stationnaires, alors que les enroulements rotoriques sont repérés par un angle variable  $\theta$ . Il représente la position angulaire électrique du rotor par rapport à l'armature du stator. La relation angulaire suivante est définie :

$$\theta_s = \theta_r + \theta \quad (2.1)$$

$\theta_s$  est la position angulaire relative de l'axe  $d$  du repère tournant  $d$ - $q$  par rapport à la bobine diphasée équivalente du stator notée  $S_\alpha$ .  $\theta_r$  est la position angulaire relative de l'axe  $d$  du repère tournant par rapport à la bobine diphasée équivalente du rotor notée  $R_\alpha$ .

Les vitesses angulaires de rotation sont obtenues telles que :



$$\begin{cases} \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \\ \frac{d\theta}{dt} = \omega \\ \omega_s = \omega + \omega_r \end{cases} \quad (2.2)$$

En appliquant la transformation de *Park* et en tenant compte des hypothèses classiques telles que :

- machine triphasée symétrique,
- répartition spatiale sinusoïdale des champs dans l'entrefer,
- non saturation des matériaux magnétiques,
- conservation de la puissance,

nous pouvons établir les expressions des tensions statoriques et rotoriques dans le repère tournant  $d$ - $q$  quelconque :

$$\begin{cases} v_{sd}(t) = R_s i_{sd}(t) + \frac{d\varphi_{sd}(t)}{dt} - \frac{d\theta_s(t)}{dt} \varphi_{sq}(t) \\ v_{sq}(t) = R_s i_{sq}(t) + \frac{d\varphi_{sq}(t)}{dt} + \frac{d\theta_s(t)}{dt} \varphi_{sd}(t) \\ v_{rd}(t) = R_r i_{rd}(t) + \frac{d\varphi_{rd}(t)}{dt} - \frac{d\theta_r(t)}{dt} \varphi_{rq}(t) \\ v_{rq}(t) = R_r i_{rq}(t) + \frac{d\varphi_{rq}(t)}{dt} + \frac{d\theta_r(t)}{dt} \varphi_{rd}(t) \end{cases} \quad (2.3)$$

Nous devons tenir compte des équations liant les différents courants ( $i_{si}, i_{ri}, i \in (d, q)$ ) aux flux ( $\varphi_{si}, \varphi_{ri}, i \in (d, q)$ ) statoriques et rotoriques qui interagissent dans la machine :

$$\begin{cases} \varphi_{sd}(t) = L_s i_{sd}(t) + M_{sr} i_{rd}(t) \\ \varphi_{sq}(t) = L_s i_{sq}(t) + M_{sr} i_{rq}(t) \\ \varphi_{rd}(t) = L_r i_{rd}(t) + M_{sr} i_{sd}(t) \\ \varphi_{rq}(t) = L_r i_{rq}(t) + M_{sr} i_{sq}(t) \end{cases} \quad (2.4)$$

Dans ces expressions,  $R_s$  et  $R_r$  sont les résistances statoriques et rotoriques.  $L_s, L_r$ , sont les inductances cycliques statorique et rotorique propres et  $M_{sr}$ , la mutuelle inductance (inductance de réciprocité).

Si maintenant, nous exprimons les équations générales (Eq. 2.3) en utilisant la transformation de Laplace ainsi que la relation angulaire définie par la formule (2.1) et la relation de liaison des pulsations (Eq. 2.2), le système d'équations suivant est obtenu<sup>1</sup> :

$$\begin{cases} V_{sd}(p) = R_s I_{sd}(p) + p \phi_{sd}(p) - \omega_s \phi_{sq}(p) \\ V_{sq}(p) = R_s I_{sq}(p) + p \phi_{sq}(p) + \omega_s \phi_{sd}(p) \\ V_{rd}(p) = R_r I_{rd}(p) + p \phi_{rd}(p) - \omega_r \phi_{rq}(p) \\ V_{rq}(p) = R_r I_{rq}(p) + p \phi_{rq}(p) + \omega_r \phi_{rd}(p) \end{cases} \quad (2.5)$$

<sup>1</sup>Par commodité, dans la suite du mémoire, les variables obtenues par transformation de Laplace auront une notation simplifiée, par exemple, nous noterons  $V_{sd}$  au lieu de  $V_{sd}(p)$ .  $p$  est l'opérateur de Laplace.

Nous définissons des tensions intermédiaires telles que :

$$\begin{cases} V_{sd} - \frac{M_{sr}}{L_r} V_{rd} = V_{sd1réf} \\ V_{sq} - \frac{M_{sr}}{L_r} V_{rq} = V_{sq1réf} \\ V_{rd} - \frac{M_{sr}}{L_s} V_{sd} = V_{rd1réf} \\ V_{rq} - \frac{M_{sr}}{L_s} V_{sq} = V_{rq1réf} \end{cases} \quad (2.6)$$

Des termes de couplage à compenser apparaissent,  $P_{1d}, P_{1q}, P_{2d}, P_{2q}$ . Ces expressions particulières, nous permettent d'obtenir des relations directes entre les tensions intermédiaires et les courants statoriques et rotoriques dans les axes  $d$  ou  $q$ . Il vient :

$$\begin{cases} V_{sd1réf} = R_s (1 + p T_s \sigma) I_{sd} + P_{1d} \\ V_{sq1réf} = R_s (1 + p T_s \sigma) I_{sq} + P_{1q} \\ V_{rd1réf} = R_r (1 + p T_r \sigma) I_{rd} + P_{2d} \\ V_{rq1réf} = R_r (1 + p T_r \sigma) I_{rq} + P_{2q} \end{cases} \quad (2.7)$$

où  $T_s = \frac{L_s}{R_s}$  est la constante de temps électrique statorique,  $T_r = \frac{L_r}{R_r}$  est la constante de temps électrique rotorique et  $\sigma = (1 - \frac{M_{sr}^2}{L_s L_r})$  est le coefficient de dispersion. Dans ce cas les termes de couplage peuvent être exprimés :

$$\begin{cases} P_{1d} = -\frac{M_{sr}}{L_r} R_r I_{rd} - \omega_s \phi_{sq} + \omega_r \frac{M_{sr}}{L_r} \phi_{rq} \\ P_{1q} = -\frac{M_{sr}}{L_r} R_r I_{rq} + \omega_s \phi_{sd} - \omega_r \frac{M_{sr}}{L_r} \phi_{rd} \\ P_{2d} = -\frac{M_{sr}}{L_s} R_s I_{sd} + \omega_s \frac{M_{sr}}{L_s} \phi_{sq} - \omega_r \phi_{rq} \\ P_{2q} = -\frac{M_{sr}}{L_s} R_s I_{sq} - \omega_s \frac{M_{sr}}{L_s} \phi_{sd} + \omega_r \phi_{rd} \end{cases} \quad (2.8)$$

Les termes de couplage sont associés à chaque axe de chaque côté de la machine. Ces expressions contiennent des termes témoignant de l'interaction entre les axes et les côtés de la machine. Ainsi, dans le terme  $P_{1d}$  associé au courant statorique direct  $I_{sd}$ , interviennent, le courant direct rotorique  $I_{rd}$  et des termes liés aux flux statoriques et rotoriques de l'axe en quadrature  $\phi_{sq}, \phi_{rq}$ . Remarquons la présence des pulsations précédemment définies par l'équation (2.2).

Des fonctions de transfert peuvent être définies. Elles sont communes par côté de la machine. C'est à dire que l'on utilisera la même fonction de transfert pour traiter l'axe direct  $d$  et l'axe en quadrature  $q$ . Ces transmittances mettent en jeu des tensions en fonction des courants direct et en quadrature telles que :

$$\left\{ \begin{array}{l} T_I^s(p) = \frac{V_{si1réf} - P_{1i}}{I_{si}} = \frac{V_{si1réf1}}{I_{si}} \\ T_I^r(p) = \frac{V_{ri1réf} - P_{2i}}{I_{ri}} = \frac{V_{ri1réf1}}{I_{ri}} \end{array} \right. \quad (2.9)$$

$i \in (d, q)$

Elles sont de type premier ordre :

$$\left\{ \begin{array}{l} T_I^s(p) = \frac{\frac{1}{R_s}}{(1 + p T_s \sigma)} \\ T_I^r(p) = \frac{\frac{1}{R_r}}{(1 + p T_r \sigma)} \end{array} \right. \quad (2.10)$$

le gain est  $\frac{1}{R_s}$  et la constante de temps est  $\sigma T_s$  pour le stator et le gain est  $\frac{1}{R_r}$  et la constante de temps est  $\sigma T_r$  pour le rotor.

Les expressions des puissances pour le stator peuvent être données :

$$\left\{ \begin{array}{l} P_s = V_{sd} I_{sd} + I_{sq} V_{sq} \\ Q_s = V_{sq} I_{sd} - I_{sq} V_{sd} \\ S_s = \sqrt{P_s^2 + Q_s^2} \end{array} \right. \quad (2.11)$$

Pour le rotor, nous pouvons établir :

$$\left\{ \begin{array}{l} P_r = V_{rd} I_{rd} + I_{rq} V_{rq} \\ Q_r = V_{rq} I_{rd} - I_{rq} V_{rd} \\ S_r = \sqrt{P_r^2 + Q_r^2} \end{array} \right. \quad (2.12)$$

### 2.2.1.2 Schéma-bloc des modes électriques

Le schéma-bloc révélant les interactions entre les axes et les côtés de la machine est exprimé sur la figure 2.2.

## 2.2.2 Modes mécaniques

### 2.2.2.1 Expression de la fonction de transfert du mode mécanique

On se base sur l'expression tout à fait classique d'une équation différentielle mécanique :

$$J_t \frac{d\Omega(t)}{dt} = C_{em} - f_t \Omega(t) - C_r \quad (2.13)$$

Dans cette expression,  $J_t$  est l'inertie totale des parties tournantes de la machine

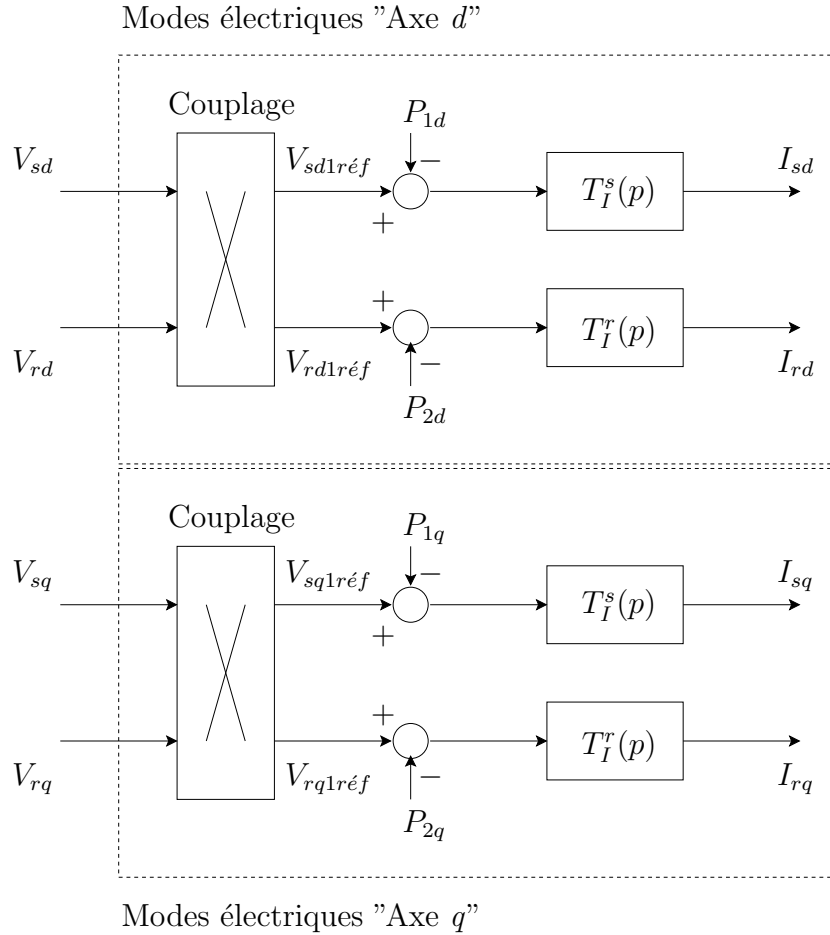


FIG. 2.2: Schéma-bloc des modes électriques

accouplée (MADA et MCC).  $f_t$  est la somme des frottements visqueux,  $N_p$  représente le nombre de paires de pôles, et  $C_r$  le couple résistant subi par la MADA. Il peut prendre plusieurs formes. Nous l'avons choisi proportionnel à la vitesse, lors des faibles vitesses et constant à vitesse plus élevées :

– vitesse faible

$$C_r = f_1 \Omega \text{ si } \Omega < \frac{\Omega_n}{100}$$

– vitesse "normale"

$$C_r = C_n \text{ si } \Omega > \frac{\Omega_n}{100}$$

$C_n$  est le couple nominal de la MADA. Nous considérerons dans ce mémoire que le couple résistant est connu.

On exprime la fonction de transfert associée à l'équation (2.13). Elle représentera le mode mécanique de notre système :

$$T_\Omega(p) = \frac{\frac{1}{f_t}}{1 + \frac{J_t}{f_t} p} \quad (2.14)$$

Cette fonction de transfert est de type premier ordre avec le gain  $\frac{1}{f_t}$ , la constante de temps mécanique à vide est  $\frac{J_t}{f_t}$ .

Le couple électromagnétique  $C_{em}$  de la machine est donnée par :

$$C_{em} = N_p M_{sr} (I_{sq} I_{rd} - I_{sd} I_{rq}) \quad (2.15)$$

### 2.2.2.2 Schéma-bloc du mode mécanique

Le schéma-bloc d'une telle fonction de transfert est donnée sur la figure 2.3

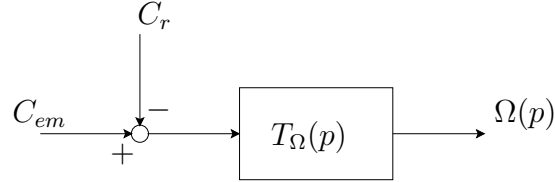


FIG. 2.3: Schéma-bloc du mode mécanique

## 2.3 Modélisation type "flux" de la MADA

### 2.3.1 Modes liés aux flux

#### 2.3.1.1 Expression des fonctions de transfert des modes liés aux flux

Nous essayons à travers cette modélisation de trouver des expressions de fonction de transfert comprenant le moins d'interaction possible entre axes et côtés de la machine. Que ce soit dans l'aboutissement à la fonction de transfert ou à travers les termes de compensation, nous cherchons à individualiser et isoler chaque interaction à son expression la plus minimale.

Au fil de nos diverses expériences, il ressort qu'une modélisation faisant directement intervenir les flux serait plus proche de ce que l'on souhaite faire en pilotant la MADA. Effectivement aboutir à un contrôle direct des flux avec très peu d'interaction entre les côtés de la machine nous placerait dans une configuration très proche des méthodes DTC (Direct Torque Control).

En se basant sur un modèle dans l'espace d'état tel que :

$$p\mathbf{X}(p) = \mathbb{A}\mathbf{X}(p) + \mathbb{B}\mathbf{U}(p) + \mathbb{I}\mathbf{P}(p) \quad (2.16a)$$

$$\mathbf{Y}(p) = \mathbb{C}\mathbf{X}(p) \quad (2.16b)$$

Le vecteur d'état retenu est constitué des différentes composantes des flux, soit :

$$\mathbf{X} = \begin{pmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \\ \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{pmatrix} \quad \dot{\mathbf{X}}(t) = \frac{d\mathbf{X}(t)}{dt} \Rightarrow p\mathbf{X}(p) \quad (2.17)$$

L'expression du vecteur de commande s'écrit de la façon suivante :

$$\underline{\mathbf{U}} = \begin{pmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_{rd} \\ V_{rq} \end{pmatrix} \quad (2.18)$$

Dans cette expression, contrairement à la première modélisation, on ne trouve plus de tensions intermédiaires. Le vecteur de commande est constitué des tensions diphasées "directe" et en "quadrature".

Le choix du vecteur de commande et du vecteur d'état, (Eq. 2.17) (Eq. 2.18), nous permet d'introduire un vecteur "termes de couplage" :

$$\underline{\mathbf{P}} = \begin{pmatrix} P_{1d} \\ P_{1q} \\ P_{2d} \\ P_{2q} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{R_s M_{sr}}{L_r L_s \sigma} \phi_{rd} + \omega_s \phi_{sq} \\ \frac{R_s M_{sr}}{L_r L_s \sigma} \phi_{rq} - \omega_s \phi_{sd} \\ \frac{R_r M_{sr}}{L_r L_s \sigma} \phi_{sd} + \omega_r \phi_{rq} \\ \frac{R_r M_{sr}}{L_r L_s \sigma} \phi_{sq} - \omega_r \phi_{rd} \end{pmatrix} \quad (2.19)$$

Les composantes du vecteur de couplage, qui devra être compensé, contiennent un terme de moins que ceux introduits par la modélisation de type "courant" (Eq. 2.8). Dans ces composantes, on notera l'occurrence d'un terme lié au côté opposé de la machine, et d'un terme lié à l'autre axe du même côté. Prenons par exemple la première composante  $P_{1d}$ , son action concerne le flux stator dans l'axe  $d$ ,  $\phi_{sd}$ . Le terme  $\phi_{rd}$  représente l'influence de l'axe direct rotorique sur ce flux, alors que le terme  $\phi_{sq}$  représente l'influence de l'axe opposé statorique, soit l'influence de l'axe en quadrature sur l'axe direct. On peut traduire cela par l'influence de l'axe "actif", maîtrisant le couple, sur l'axe "magnétisant", garant de l'état magnétique de la machine.

Les différentes matrices sont alors déduites. La matrice dynamique  $\mathbb{A}$  est :

$$\mathbb{A} = \begin{pmatrix} -\frac{R_s}{L_s \sigma} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_s \sigma} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_r}{L_r \sigma} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{R_r}{L_r \sigma} \end{pmatrix} \quad (2.20)$$

Cette matrice dynamique est diagonale. Il est facile d'en déduire qu'il n'y aura aucune interaction directe entre les différents axes des différents cotés. C'est à dire qu'il n'y a pas de terme de couplage direct entre les différentes variables. La matrice de commande  $\mathbb{B}$ , est égale à la matrice identité  $\mathbb{I}_4$  :

$$\mathbb{B} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} = \mathbb{I}_4 \quad (2.21)$$

Le vecteur de sortie  $\underline{\mathbf{Y}}$ , est donné par la matrice  $\mathbb{C}$ , (Eq. 2.16b), que l'on choisira de façon à formuler le flux désiré. Par exemple, si nous désirons obtenir le flux statorique direct,  $\phi_{sd}$ , elle s'exprime :

$$\mathbb{C} = ( 1 \ 0 \ 0 \ 0 ) \quad (2.22)$$

On écrit les fonctions de transfert découlant de cette modélisation :

$$\left\{ \begin{array}{l} T_{\varphi}^s(p) = \frac{V_{siréf} + P_{1i}}{\phi_{si}} \\ T_{\varphi}^r(p) = \frac{V_{riréf} + P_{2i}}{\phi_{ri}} \\ i \in (d, q) \end{array} \right. \quad (2.23)$$

Ces fonctions de transferts lient les tensions directes aux flux stator et rotor :

$$\left\{ \begin{array}{l} T_{\varphi}^s(p) = \frac{\frac{L_s \sigma}{R_s}}{p \frac{L_s \sigma}{R_s} + 1} \\ T_{\varphi}^r(p) = \frac{\frac{L_r \sigma}{R_r}}{p \frac{L_r \sigma}{R_r} + 1} \end{array} \right. \quad (2.24)$$

Elles sont communes par côté de la machine. Ce sont des fonctions du type premier ordre avec un gain et une constante de temps statorique valant  $\frac{L_s \sigma}{R_s}$ , et avec un gain et une constante de temps rotorique identiques,  $\frac{L_r \sigma}{R_r}$ .

Les expressions des puissances active et réactive statoriques sont :

$$\left\{ \begin{array}{l} P_s = \frac{1}{L_s L_r \sigma} (V_{sd} (L_r \phi_{sd} - M_{sr} \phi_{rd}) + V_{sq} (L_r \phi_{sq} - M_{sr} \phi_{rq})) \\ Q_s = \frac{1}{L_s L_r \sigma} (V_{sq} (L_r \phi_{sd} - M_{sr} \phi_{rd}) - V_{sd} (L_r \phi_{sq} - M_{sr} \phi_{rq})) \\ S_s = \sqrt{P_s^2 + Q_s^2} \end{array} \right. \quad (2.25)$$

De façon identique nous élaborons les puissances actives et réactives rotoriques :

$$\left\{ \begin{array}{l} P_r = \frac{1}{L_s L_r \sigma} (V_{rd} (L_s \phi_{rd} - M_{sr} \phi_{sd}) + V_{rq} (L_s \phi_{rq} - M_{sr} \phi_{sq})) \\ Q_r = \frac{1}{L_s L_r \sigma} (V_{rq} (L_s \phi_{rd} - M_{sr} \phi_{sd}) - V_{rd} (L_s \phi_{rq} - M_{sr} \phi_{sq})) \\ S_r = \sqrt{P_r^2 + Q_r^2} \end{array} \right. \quad (2.26)$$

### 2.3.1.2 Modélisation schématique des modes électriques

Devant la simplicité du modèle proposé, on ne représente sur la figure 2.4 que le côté statorique de la machine.

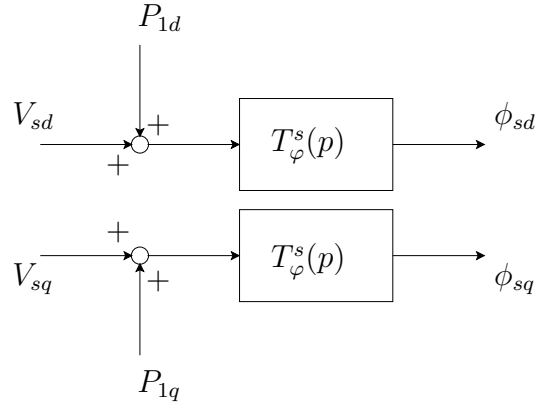


FIG. 2.4: Schéma-bloc des modes électriques statoriques

## 2.3.2 Modes mécaniques

### 2.3.2.1 Expression de la fonction de transfert du mode mécanique

Les expressions traduisant le modèle mécanique de la MADA seront exactement les mêmes que celles développées pour la modélisation en courant (Eq. 2.14). Précisons que le couple électromagnétique n'aura pas la même expression puisqu'on l'exprime en fonction des flux magnétiques présents dans la MADA :

$$C_{em} = \frac{N_p M_{sr}}{L_s L_r \sigma} (\phi_{sq} \phi_{rd} - \phi_{sd} \phi_{rq}) \quad (2.27)$$

### 2.3.2.2 Schéma-bloc du mode mécanique

Nous pouvons établir exactement la même modélisation que celle faite précédemment (Eq. 2.14). Nous nous reporterons donc à la figure 2.5. Cette figure est

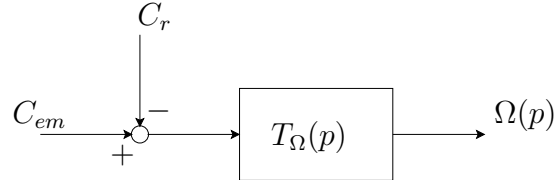


FIG. 2.5: Schéma-bloc du mode mécanique

tout à fait identique avec la figure précédemment définie (Fig. 2.3).

## 2.4 Conclusion sur les deux types de modélisations présentées

La **modélisation** de type "courant" fait apparaître des **variables d'état rapides**  $I_{sd}, I_{sq}, I_{rd}, I_{rq}$  qui sont les **courants statoriques et rotoriques** dans les axes  $d$  et  $q$  de la machine. On voit qu'il existe une forte interaction entre les deux côtés d'un même axe, par le biais des **tensions intermédiaires croisées**, et par l'expression des **termes de couplage**  $P_{1d}, P_{1q}, P_{2d}, P_{2q}$ . Une expression des fonctions de transfert a été donnée ainsi qu'un schéma-bloc correspondant.

Nous retiendrons que cette modélisation fait intervenir des fonctions de transfert "simples" (premier ordre).



Le seul inconvénient étant qu'on ne peut à priori trancher sur la légitimité ou interprétation physique de l'intervention de tensions intermédiaires croisées. C'est l'expression d'un schéma équivalent en régime permanent, qui nous permettra de justifier l'emploi de ces termes de tensions croisées.

La **modélisation** de type "**flux**" propose un vecteur d'état constitué des composantes des flux magnétiques présents dans la machine,  $\phi_{sd}, \phi_{sq}, \phi_{rd}, \phi_{rq}$ . Cette modélisation ne présente pas, au contraire de la précédente, d'interaction entre les côtés de la machine. On est arrivé à un **découplage** presque parfait. La seule interaction qui pourrait nous être préjudiciable, est celle que l'on trouve dans les termes de couplage. Les composantes du vecteur à compenser ont une expression plus simple que celles définies avec la modélisation de type "courant".

Les expressions analytiques et schématiques des fonctions de transfert trouvées sont de type premier ordre.

On notera un inconvénient à cette modélisation. Les flux ne peuvent pas être mesurés directement, il s'agira donc de faire une estimation de ces flux à partir de la mesure des courants. Nous pourrions les considérer comme mesurables puisque les courants statoriques et rotoriques seront mesurés.

L'intérêt majeur de la modélisation exprimant les flux, réside dans le fait que l'on a directement en "sortie" des régulateurs, les termes de tensions de référence. Nous sommes alors très proche d'un fonctionnement à Contrôle Direct du Couple.

## 2.5 Modélisation de la MADA par un formalisme graphique, la Représentation Énergétique Macroscopique

### 2.5.1 Introduction

Cette méthode graphique est née au sein d'un Groupe de Recherche *Maîtrise de l'Énergie Électrique du Matériau au Système* (opération *CNRS*), thématique Systèmes Multi-machines, Multi-convertisseurs *SMM*. Elle a fait l'objet de plusieurs parutions que ce soit en revue, [10], [9], [12], [11], [59] ou lors de soutenances de mémoires de doctorats, [33], [47]. Elle a débuté par une représentation dite *SMM* (par référence à la thématique du GDR Sécurité et Disponibilité des Systèmes Électriques dans lequel elle a vu jour), puis a évolué vers la *REM*. Cette dernière prend notamment en compte le fait qu'un élément puisse stocker ou pas de l'énergie. Elle apporte tous ces atouts lors de l'élaboration de stratégies de commande. En effet, l'inversion du schéma de principe d'un système, permet de statuer immédiatement quant aux grandeurs qui pourront être contrôlées et celles qui ne pourront pas l'être.

On pourra se reporter aux articles cités pour des informations plus précises sur les concepts qu'elle emploie, et sa mise en oeuvre.

### 2.5.2 Formalisme REM de la MADA

Nous allons établir le formalisme le plus générique que nous puissions faire d'un système utilisant une MADA fonctionnant en mode "moteur". Il s'agit du système

que nous souhaitons piloter. Comme nous verrons, la configuration utilisant un seul ou deux redresseurs conduit à une stratégie de contrôle identique dans notre cas. Partons sur la base du système le plus simple des deux : MADA relié à une charge mécanique (ici une MCC en mode génératrice). Alimentée par ces deux côtés (stator et rotor), les deux onduleurs indépendants sont connectés en parallèle sur un redresseur commun relié au réseau. Commençons tout d'abord par la première ébauche graphique qui consiste à appliquer dans un premier temps le formalisme SMM à notre système. Ce formalisme permet de considérer le principe d'action réaction et de mettre ainsi en valeur les grandeurs concernées. La représentation de notre système est celle donnée sur la figure 2.6.

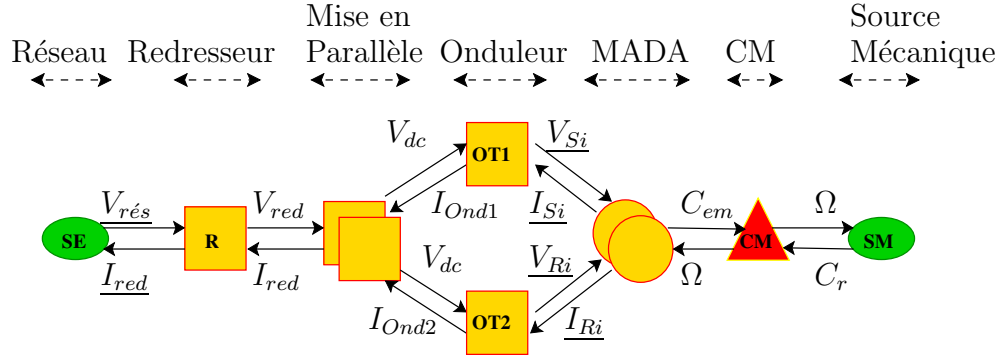


FIG. 2.6: Formalisme SMM d'une MADA utilisée en moteur

On distingue sur la figure, le réseau triphasé (Source Électrique  $SE$ ) avec  $V_{rés} = (V_1, V_2, V_3)$ , le redresseur commun (Red) aux deux côtés de la machine, la mise en parallèle effectuée par le filtre, les onduleurs de tensions statoriques et rotoriques ( $OT1$  et  $OT2$ ), l'élément de conversion électromécanique ( $CM$ ), ainsi que la source mécanique ( $SM$ ).

Enfin, suite à la première formalisation, il est facile d'intégrer des blocs tenant compte du principe d'éléments de conversion d'énergie (la causalité est alors sous jacente), et d'autres tenant compte de la notion de stockage d'énergie. On obtient alors la figure 2.7.

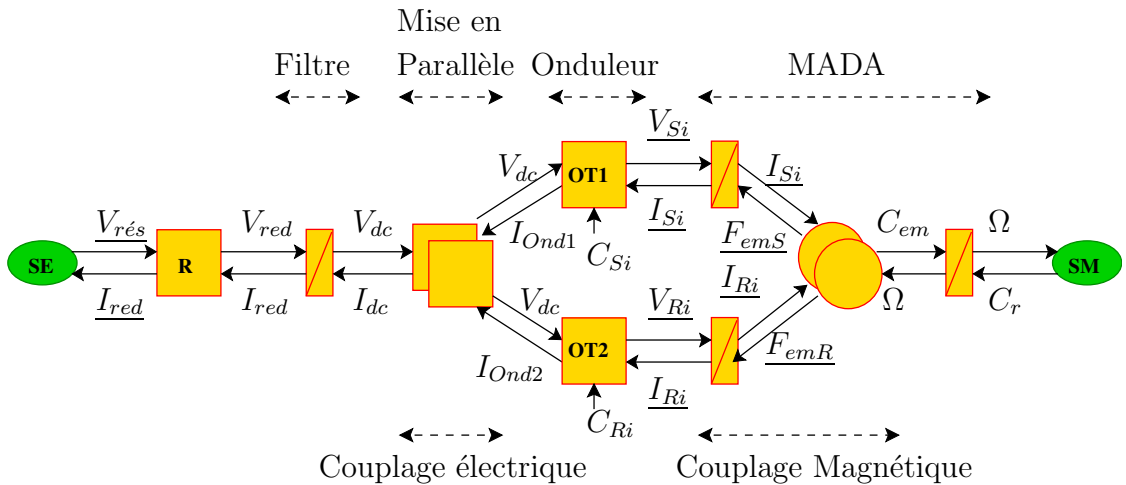


FIG. 2.7: REM générique de la MADA utilisée en moteur

Le filtre devient un élément de stockage d'énergie. La MADA a été éclatée de façon

à faire apparaître un bloc de causalité entre les tensions et les courants. Des forces électromotrices à compenser sont introduites,  $\underline{F}_{emS}$ ,  $\underline{F}_{emR}$ . On part de l'hypothèse qu'en réaction à une variation de charge puis de vitesse, le stator et le rotor voient naître des forces électromotrices liées à cette variation par les pulsations des signaux les traversant. Cette MADA peut donc être vue comme trois blocs en série, un bloc causal purement électrique (tensions et courants), un bloc électromécanique (génération du couple électromagnétique à partir des courants) et un bloc causal mécanique réalisant l'interaction entre l'énergie mécanique propre de la machine et l'énergie mécanique qu'elle reçoit de l'environnement extérieur.

La stratégie de commande nous conduit à piloter l'ouverture ou la fermeture des interrupteurs des onduleurs stator et rotor (les ordres de commandes ont été notés  $C_{Si}$  pour l'onduleur stator et  $C_{Ri}$  pour l'onduleur rotor). Par conséquent tout ce qui est situé avant les onduleurs, ne peut avoir qu'une seule influence : délivrer peu (ou trop) d'énergie pour le bon fonctionnement du contrôle. La variable d'action sur les onduleurs du début de la chaîne est la tension du bus  $V_{dc}$ . Si on considère qu'elle reste constante et suffisamment élevée de façon à satisfaire le fonctionnement désiré, on peut alors s'affranchir d'une partie du schéma en considérant des sources de tensions équivalentes,  $SEq1$  et  $SEq2$ . Cela va nous conduire à une modélisation plus précise de la machine.

### 2.5.3 REM fine de la MADA

En considérant la modélisation en courant déjà effectuée, dans un repère tournant  $d$ - $q$  quelconque, nous pouvons alors établir la figure 2.8.

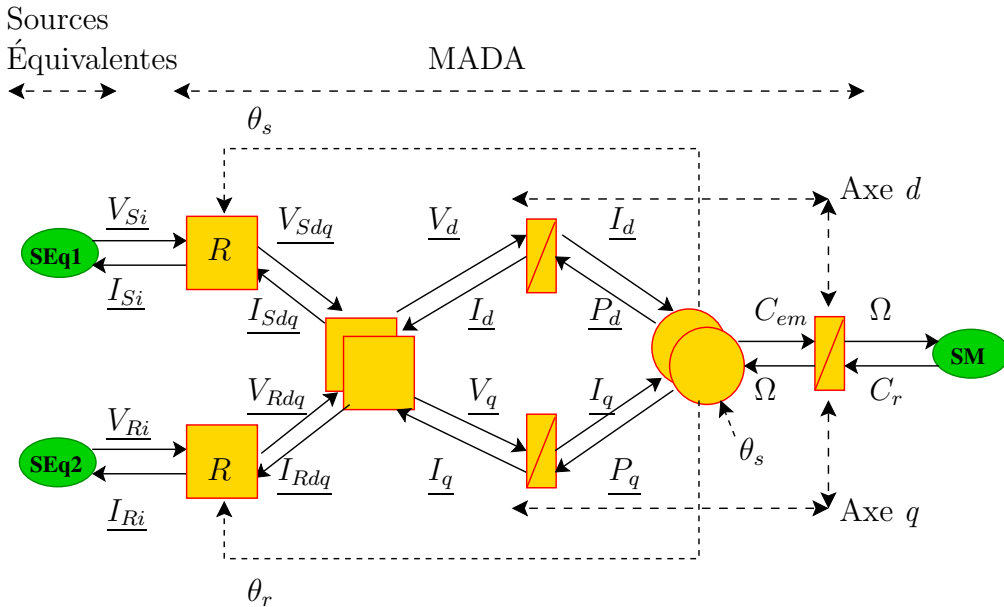


FIG. 2.8: REM fine de la MADA utilisée en moteur, modélisation en courant

$R$  est la matrice de passage des expressions des grandeurs triphasées en grandeur diphasées équivalentes. Cette transformation nécessite la connaissance d'un angle dit "de transformation". Dans cette modélisation, il est intéressant de noter que le couplage par axe est fort. Effectivement, le diagramme se compose de deux lignes horizontales, une pour l'axe  $d$ , l'autre pour l'axe  $q$ . Nous pouvons noter dans ce schéma deux couplages :

1. un au niveau de la connexion des côtés de la machine à leurs onduleurs respectifs,
2. et l'autre au niveau du bloc de conversion électromécanique.

Par extension cette modélisation graphique nous conforte dans l'idée que nous avons découlé les deux axes (magnétisant et actif), mais que l'interaction entre les côtés d'un même axe de la machine reste forte. Effectivement dans cette figure nous pouvons exprimer :

$$\underline{V}_d = \begin{pmatrix} V_{sd1réf} \\ V_{rd1réf} \end{pmatrix} \underline{I}_d = \begin{pmatrix} I_{sd} \\ I_{rd} \end{pmatrix} \underline{P}_d = \begin{pmatrix} P_{1d} \\ P_{2d} \end{pmatrix} \quad (2.28)$$

$$\underline{V}_q = \begin{pmatrix} V_{sq1réf} \\ V_{rq1réf} \end{pmatrix} \underline{I}_q = \begin{pmatrix} I_{sq} \\ I_{rq} \end{pmatrix} \underline{P}_q = \begin{pmatrix} P_{1q} \\ P_{2q} \end{pmatrix} \quad (2.29)$$

Nous avons fait apparaître que la MADA présente un couplage électrique (réalisant la liaison avec les sources équivalentes) et un couplage électromécanique (liaison avec la charge mécanique par l'arbre rotorique).

Pour ce qui concerne l'information angulaire, il est évident que la relation angulaire (Eq. 2.1) reste vraie. Par conséquent une entrée informative supplémentaire est définie au niveau du bloc de conversion électromécanique. Il s'agit de l'angle  $\theta_s$ . Sans cette information, la modélisation de la MADA en diphasée n'est plus vraie. De plus, cette entrée supplémentaire ne contrarie pas les schémas REM habituels dans la mesure où elle respecte l'équité entre le nombre d'entrées et le nombre de sorties.

L'application du même concept à la régulation en flux de la MADA nous conduit au schéma donné sur la figure 2.9

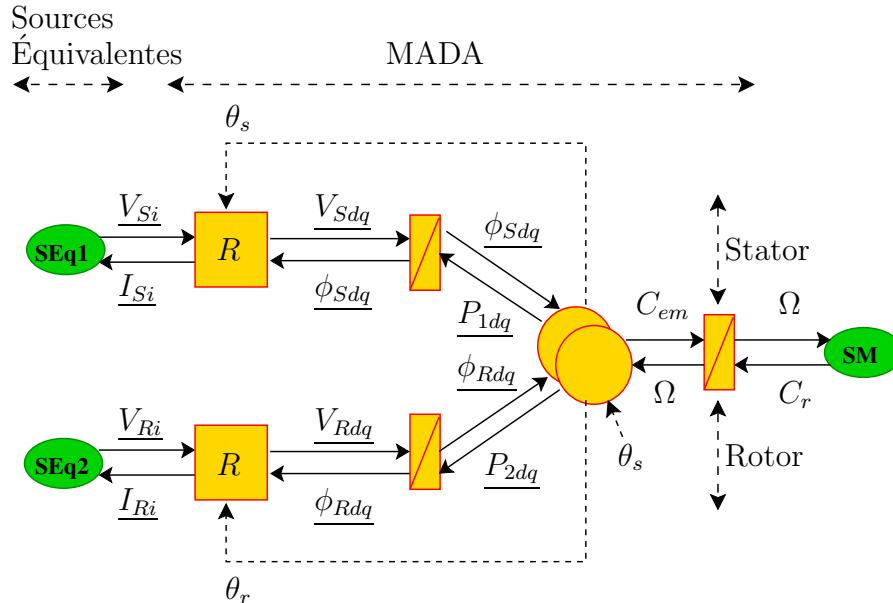


FIG. 2.9: REM fine de la MADA utilisée en moteur, modélisation en flux

Dans ce schéma, le bloc  $R$  représente le passage triphasé - diphasé, ainsi que la relation inversible liant les flux aux courants. Le formalisme REM, nous permet de décrire une modélisation certainement moins précise que le modèle en courant mais

qui n'a pas fait apparaître de couplage stator - rotor par axe. Par le contrôle des flux, nous maîtriserons l'état magnétique de chaque côté de la MADA. Ce schéma obtenu par REM ne nous permet pas de trancher sur l'indépendance entre les axes  $d$  et  $q$ , contrairement à l'expression analytique de cette même modélisation (Eq. 2.20).

Lorsque nous chercherons à établir une stratégie de commande à l'aide des schémas REM donnés (Fig. 2.8 ou Fig. 2.9), il nous suffira de les inverser et de tirer les conclusions qui s'imposent pour en déduire les règles de la commande à mettre en oeuvre. Nous verrons cela un peu plus loin dans ce mémoire.

### 2.5.4 Conclusions sur le formalisme REM utilisé

Nous avons obtenu une **modélisation graphique** valable en régimes permanent et transitoire de la MADA par la **Représentation Énergétique Macroscopique**. Nous avons été capable de décrire une relation graphique qui par simple **inversion** donnera des informations sur les stratégies possibles, en fonction de nos objectifs. Cette démarche d'inversion sera discutée par ailleurs.

## 2.6 Analyse du régime permanent

### 2.6.1 Introduction

Dans cette partie, nous allons analyser la mise en équation du régime permanent obtenu par les deux modélisations introduites précédemment. En nous appuyant sur des travaux déjà effectués pour la MADA [50], ou pour la MAS [14], nous verrons alors que des modèles classiques de schémas équivalents en régime permanent peuvent être exprimés pour la MADA. Nous concluons en décrivant l'interprétation physique que l'on peut extraire de ces modèles en régime permanent pour nos modèles de commande.

### 2.6.2 Modèle aux inductances couplées

Le modèle aux inductances couplées est le premier modèle que nous devons chronologiquement bâtir [14]. Si nous nous basons sur l'équation donnée en régime permanent (Eq. 2.5), nous pouvons donner les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} - \omega_s \phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \omega_s \phi_{sd} \\ V_{rd} = R_r I_{rd} - \omega_r \phi_{rq} \\ V_{rq} = R_r I_{rq} + \omega_r \phi_{rd} \end{cases} \quad (2.30)$$

Autrement dit :

$$\begin{cases} \underline{V}_s = R_s \underline{I}_s + j \omega_s \underline{\phi}_s \\ \quad = R_s \underline{I}_s + j \omega_s (L_s \underline{I}_s + M_{sr} \underline{I}_r) \\ \underline{V}_r = R_r \underline{I}_r + j \omega_r \underline{\phi}_r \\ \quad = R_r \underline{I}_r + j \omega_s (L_r \underline{I}_r + M_{sr} \underline{I}_s) - j \omega (L_r \underline{I}_r + M_{sr} \underline{I}_s) \end{cases} \quad (2.31)$$

Avec,  $\underline{V}_s = (V_{sd}, V_{sq})^T$ ,  $\underline{V}_r = (V_{rd}, V_{rq})^T$ . Les vecteurs courants sont définis de la même façon.

Nous définissons une force électromotrice  $e_{dq}(t)$  telle que :

$$e_{dq}(t) = j\omega (L_r \underline{I}_r + M_{sr} \underline{I}_s) \quad (2.32a)$$

$$\underline{V}_r = R_r \underline{I}_r + j\omega_s (L_r \underline{I}_r + M_{sr} \underline{I}_s) - e_{dq}(t) \quad (2.32b)$$

Ces équations, nous permettent d'écrire le système sous forme d'un modèle "aux inductances couplées" donné sur la figure 2.10.

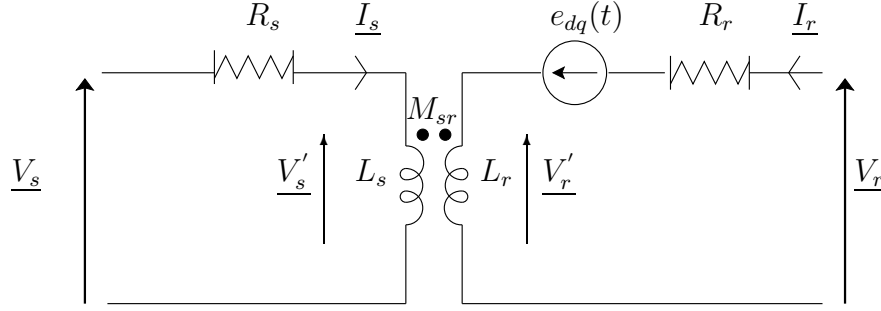


FIG. 2.10: Modèle aux inductances couplées de la MADA en régime permanent

Il s'agit du schéma équivalent par phase, vu des enroulements statoriques. Les inductances cycliques  $L_s$  et  $L_r$  sont couplées par la mutuelle inductance  $M_{sr}$ .

### 2.6.3 Modèle aux sources liées

En s'appuyant sur le schéma précédent et par extension de [14], nous bâtissons un modèle dit "aux sources liées". L'inductance de couplage ( $L_s, L_r, M_{sr}$ ) est transformée pour faire apparaître quatre nouveaux éléments :

- une inductance magnétisante
- une inductance de fuite
- une source de tension "liée"
- une source de courant "liée".

L'idée est bien entendu de faire apparaître au secondaire, un terme contenant la tension rotorique, en fonction des inductances. En exprimant le courant rotorique en fonction de la tension intermédiaire rotor  $\underline{V}'_r$ , on extrait respectivement, l'expression de l'inductance magnétisante rotor et de la source de courant ( $\frac{M_{sr}}{L_r} \underline{I}_s$ ) liée au courant statorique :

$$\underline{I}_r = \frac{\underline{V}'_r}{j\omega_s L_r} - \frac{M_{sr}}{L_r} \underline{I}_s \quad (2.33)$$

Il s'agit d'une inductance magnétisante rotorique et d'une source de courant trahissant l'interaction stator-rotor amenée par l'apparition d'un courant au rotor.

Enfin, l'expression de la tension intermédiaire statorique  $\underline{V}'_s$ , nous permet d'exprimer l'inductance de fuite ramenée au stator et la source de tension liée :

$$\underline{V}'_s = j\omega_s L_s \sigma \underline{I}_s + \frac{M_{sr}}{L_r} \underline{V}'_r \quad (2.34)$$

La source de tension  $\frac{M_{sr}}{L_r} \underline{V}'_r$  liée à la tension rotorique, traduit l'influence de la tension rotorique sur les fuites de la machine. Effectivement nous avons dans cette modélisation en régime permanent, ramené les fuites au stator. Nous pouvons ainsi obtenir le schéma en régime permanent dit "aux sources liées" donné sur la figure 2.11.

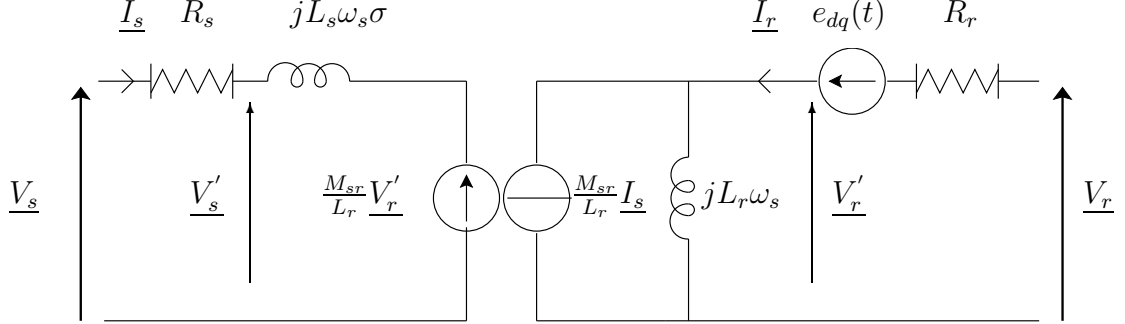


FIG. 2.11: Modèle aux sources liées de la MADA en régime permanent

Dans cette modélisation chaque côté de la machine est indépendant et tient compte de l'interaction avec l'autre côté.

#### 2.6.4 Modèle avec fuites ramenées au stator

Toujours par analogie avec l'étude menée par J.P. CARON *et al*, [14], et en nous appuyant sur des représentations "espace temps" obtenues grâce à ce modèle [50] [51], nous continuons notre démarche de simplification du schéma aux sources liées. L'élimination des sources liées, nous permet d'assurer la continuité stator-rotor. L'expression d'une équation de "connexion" entre les mailles statoriques et rotoriques (Eq. 2.35) permet d'exprimer un courant magnétisant  $\frac{L_r}{M_{sr}} \underline{I}_r$ .

$$\underline{I}_s = \frac{L_r}{j M_{sr}^2 \omega_s} \underline{V}_{rs} - \frac{L_r}{M_{sr}} \underline{I}_r \quad (2.35)$$

avec  $\underline{V}_{rs} = \frac{M_{sr}}{L_r} \underline{V}'_r$

Un nouveau courant magnétisant rotorique,  $\underline{I}_2$ , et une nouvelle force électromotrice,  $e'_{dq}(t)$ , peuvent alors être définis :

$$\begin{aligned} \underline{I}_2 &= \frac{L_r}{M_{sr}} \underline{I}_r \\ e'_{dq}(t) &= \frac{M_{sr}}{L_r} e_{dq}(t) \end{aligned} \quad (2.36)$$

Le schéma équivalent modélisant la MADA en régime permanent avec fuites totalisées au stator peut-être donné. Il est présenté sur la figure 2.12.

Ce schéma est obtenu à condition de négliger les pertes ferromagnétiques, non représentées dans ce modèle.

Ce schéma équivalent est intéressant, car il nous permet de donner une interprétation physique aux tensions intermédiaires que nous avons introduites (Eq. 2.6).

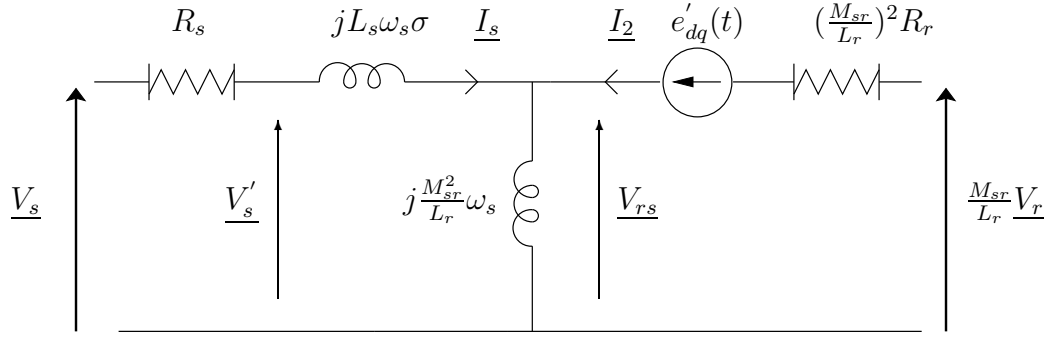


FIG. 2.12: Modèle de la MADA en régime permanent avec fuites totalisées au stator

Chaque tension intermédiaire définie représente la MADA vue de l'enroulement diphasé équivalent avec fuites ramenées à cet enroulement. Par exemple,  $V_{sd1réf}$  est la contribution des tensions statoriques et rotoriques appliquées à un modèle vu de l'enroulement direct (axe  $d$ ) du stator avec fuite ramené sur cet axe et côté. Nous pouvons en conclure, que la modélisation que nous avons adopté conduit à une représentation "physique" largement répandue en régime stationnaire. Effectivement ce même schéma est utilisé pour modéliser la MAS en régime permanent.

Pour ce qui concerne la modélisation type "flux", l'expression des flux à partir de la figure 2.12, nous conduit à la même conclusion. En effet, l'expression des différents flux en fonction des courants dans un repère tournant  $d-q$  quelconque, nous permet d'établir sur la figure 2.13, le schéma équivalent de la MADA en régime permanent exprimé en flux.

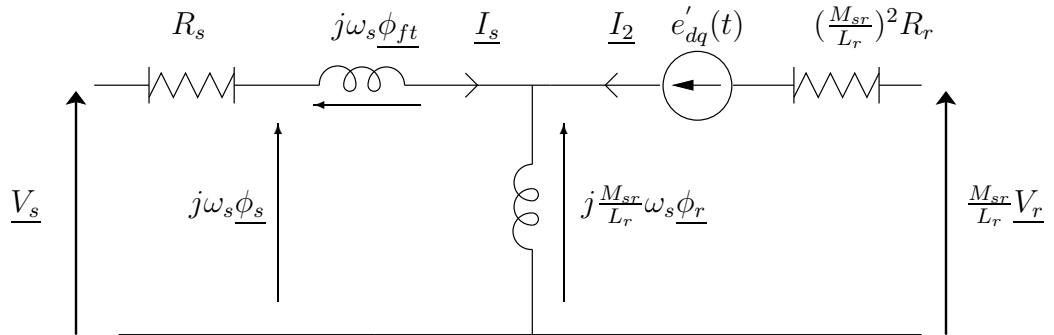


FIG. 2.13: Modèle de la MADA en régime permanent avec fuites totalisées au stator, exprimé en fonction des flux

$\underline{\phi}_s, \underline{\phi}_r, \underline{\phi}_{ft}$  sont respectivement, les flux statorique, rotorique et de fuites totales ramenées au stator.

### 2.6.5 Conclusion sur l'analyse de la MADA en régime permanent

Cette analyse nous a permis de statuer sur l'équivalence qui existe entre la modélisation que l'on souhaite adopter en vue du contrôle de la MADA, et un schéma équivalent largement répandu. Nous avons souhaité faire la **connexion** entre la modélisation en régime "transitoire" (RT) et une modélisation en régime "permanent" (RP) plus répandue, et plus proche d'une interprétation physique. L'étude a été menée en s'appuyant sur les modélisations utilisées lors de l'expression



en régime stationnaire d'une machine asynchrone classique. Nous avons obtenu pour chacune des modélisations envisagées (courant ou flux) un schéma équivalent stationnaire.

Lors de l'expression du schéma équivalent en RP du modèle en courant, nous avons pu donner une interprétation physique aux tensions intermédiaires définies en transitoires. Effectivement nous avons défini ces tensions à priori, sans savoir quelle pouvait être leur correspondance physique.

L'expression du schéma équivalent en RP de la modélisation en flux nous a permis de voir quels flux étaient en jeu lors de la mise sous tension des deux côtés de la MADA.

Nous remarquons que les deux modélisations en régime permanent, sont très proche l'une de l'autre.

## 2.7 Synthèse sur la modélisation du système

Dans ce chapitre nous avons abordé trois thèmes concernant la **modélisation** de la MADA. Que ce soit une **modélisation des régimes transitoires** faite à partir de l'expression des variables dans un repère tournant  $d-q$ , ou une **modélisation en régime permanent** obtenue à partir des expressions en régime stationnaire, nous avons des équations qui décrivent l'évolution des variables de la MADA.

Lors de la modélisation en transitoire nous nous sommes attachés à développer deux modèles en vue du contrôle de la MADA. Le premier modèle est dit "type **courant**" et le second "type **flux**". Le modèle en "courant" fait appel à des variables à réguler qui sont les courants des deux côtés de la machine dans les axes  $d$  et  $q$ . La modélisation en "flux" est constituée d'un vecteur d'état qui exprime les flux de la MADA.

Dans une deuxième partie, nous avons souhaité exprimer les modèles en courant et en flux à l'aide d'un formalisme graphique. Nous avons pour cela utilisé le formalisme REM. Cette expression graphique des modèles de la MADA nous a visuellement conforté dans les interprétations que nous avons faites des équations. On retrouve graphiquement l'ensemble des couplages et des indépendances établies lors de l'expression analytique. Ce formalisme nous sera particulièrement utile lorsque nous chercherons à établir des stratégies de commande. Effectivement, sa simple inversion (en respectant bien sur quelques règles) nous permettra d'appuyer ou pas la pertinence de nos objectifs de commande et leur corrélation avec les variables du système. Nous tâcherons de confronter la REM à des stratégies de commande que nous désirons, pour tester son universalité potentielle.

Enfin, lors de la modélisation en régime permanent de la machine, nous avons trouvé une équivalence entre les schémas usuels utilisés lors de la modélisation d'une machine asynchrone classique, et les deux modèles (exprimés en stationnaires) que nous souhaitons utiliser. Il y a donc une parfaite équivalence entre les modèles que nous avons choisis et les connaissances et réflexes de l'ensemble des électrotechniciens.

# Chapitre 3

## Contrôle linéaire

### 3.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous allons nous attacher à décrire une stratégie linéaire de pilotage de la MADA, *i.e* un contrôle vectoriel à orientation de flux. Pour cela, il est indispensable de procéder à une modélisation dite linéaire, en considérant la vitesse de la machine comme une variable lente vis-à-vis des autres variables électromagnétiques. La stratégie linéaire de pilotage sera déterminée dans le cas des deux modélisations présentées précédemment. Dans ces deux cas, nous étudierons les comportements statiques et dynamiques du variateur de vitesse avec la MADA alimentée par les onduleurs à MLI, en examinant les performances obtenues par rapport au cahier des charges désiré.

Nous présenterons dans un premier temps l'architecture du système de simulation.

Puis, après avoir défini les objectifs que l'on souhaite atteindre, nous regarderons comment améliorer la répartition des puissances, et nous verrons quel est l'influence de ce choix de commande sur les autres références.

Enfin, des résultats obtenus par simulation du système global muni de sa commande avec le logiciel SABER seront présentés.

### 3.2 Principe de simulation

#### 3.2.1 Logiciel de simulation

Pour valider nos stratégies de commande, nous avons choisi d'utiliser le logiciel SABER-SKETCH<sup>TM</sup>. Ce logiciel dédié à la simulation des systèmes complexes hétérogènes dispose d'une bibliothèque très riche. Il se décompose essentiellement en deux sous-logiciels : le premier SKETCH, permet de simuler les comportements des systèmes physiques en préparant les résultats souhaités (variables mentionnées au préalable). Le second SCOPE, permet de visualiser et de traiter graphiquement les fichiers résultats délivrés par le premier.

SKETCH met en oeuvre différents algorithmes de résolution en vue de résoudre les systèmes d'équations différentielles décrites dans son propre langage de programmation, le langage MAST.

Nous utiliserons ce langage de programmation pour décrire l'ensemble de notre système. Par contre, la loi de commande est programmée en langage *C* et écrite

dans un environnement permettant l'interfaçage avec SKETCH.

L'intérêt d'une telle simulation, est que nous avons la possibilité de programmer une loi de commande discrète, et de l'activer avec un pas d'échantillonnage  $T_e$  fixe, alors que l'ensemble du système (programmé en MAST) est activé à une période de simulation  $T_{sim}$ , différente.

$$T_e = N T_{sim} \quad (3.1)$$

En prenant une valeur de  $N$  importante (par exemple 100), nous pouvons nous placer dans un contexte de quasi-expérimentation, où le système est simulé avec une période suffisamment faible qu'il peut-être considéré comme continu, par rapport à l'appel de la fonction de régulation. Nous avons la possibilité de tenir compte des phénomènes physiques réels existants dans le système étudié : les temps morts, la précision des capteurs etc...

Entre autre, cette méthodologie de simulation permet d'implanter les lignes des codes de notre commande directement sur le système de commande d'informatique industrielle, quel qu'il soit.

Dans ce contexte, nous nous retrouvons avec les mêmes exigences que lors de l'implantation sur le système réel :

- choix de la période d'échantillonnage,
- discrétisation temporelle des algorithmes de régulation,
- interaction fonctionnement discret - fonctionnement continu.

### 3.2.2 Paramètres de simulation

Les paramètres de la machine utilisés pour la simulation sont donnés dans tableau 3.1. Il s'agit des paramètres de simulation utilisés par R. GHOSN [22].

$P$	1.5 kW
$U_{sn}$ (étoile)	380 V
$U_{rn}$ (triangle)	225 V
$R_s$	1.75 $\Omega$
$R_r$	1.68 $\Omega$
$L_s$	0.295 H
$L_r$	0.104 H
$M_{sr}$	0.165 H
$J_t$	0.0426 Nm/Rad/s <sup>2</sup>
$f_t$	0.0027 m.N.s/Rad
$k_{pn}$	1.625
$f_{cmin}$	5 Hz
$\Omega_n$	157 Rad/s
$\omega_{sn}$	2 $\pi$ 50 Hz

TAB. 3.1: Valeurs des paramètres de simulation

Nous avons effectivement souhaité pouvoir comparer directement nos résultats avec les siens.

### 3.3 Stratégies linéaires de contrôle

#### 3.3.1 Stratégie appliquée à la modélisation en courant

Dans les chapitres précédents, nous avons établi des modèles de la machine dans un repère diphasé quelconque. De façon à obéir aux règles d'élaboration d'un contrôle vectoriel, nous allons orienter le repère tournant  $d$ - $q$  selon un vecteur connu.

Plusieurs choix peuvent être faits, nous décidons de suivre les études déjà annoncées, [19] [22] [36], en orientant notre repère suivant un vecteur flux : la variable essentielle de notre contrôle. Il reste donc à déterminer le flux que nous allons retenir pour orienter notre repère  $d$ - $q$  :

- le flux statorique
- le flux rotorique
- le flux d'entrefer.

L'orientation de l'axe  $d$  suivant la direction du flux statorique nous paraît la plus judicieuse (§1.2.2). Elle est celle qui a été la plus utilisée dans les travaux précédents. Cette orientation conduit à :

$$\underline{\phi}_s = \phi_{sd} \Rightarrow \phi_{sq} = 0 \quad (3.2)$$

Dans la mesure où nous voulons gérer l'échange de puissance dans la MADA, cette orientation du repère permet de simplifier l'expression des puissances actives et réactives comme nous le verrons dans les paragraphes suivants. Par conséquent, ce choix du repère permet d'écrire des équations qui modélisent notre système en régime permanent de la façon suivante :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \omega_s \phi_{sd} \\ V_{rd} = R_r I_{rd} - \omega_r \phi_{rq} \\ V_{rq} = R_r I_{rq} + \omega_r \phi_{rd} \end{cases} \quad (3.3)$$

Compte tenu des hypothèses de travail retenues, cela nous incite à prendre le courant statorique dans l'axe  $d$  nul,  $I_{sd} = 0$ . Le courant et la tension dans cet axe sont alors en phase :  $\underline{V}_s = V_{sq}$  et  $\underline{I}_s = I_{sq}$ .

Dans ce cas, nous obtenons un facteur de puissance unitaire au stator, donc la puissance réactive statorique est nulle  $Q_s = 0$ .

Ces simplifications conduisent à l'expression du couple électromagnétique :

$$\begin{aligned} C_{em} &= N_p \phi_{sn} I_{sq} = K_{C_{em}} I_{sq} \\ K_{C_{em}} &= N_p \phi_{sn} \end{aligned} \quad (3.4)$$

Cette expression est semblable à celle d'une machine à courant continu où un découplage entre le flux  $\underline{\phi}_s$  et le couple électromagnétique  $C_{em}$  est naturel.

Compte tenu de l'ensemble des hypothèses déjà obtenues, soit directement soit indirectement, il ne reste qu'à faire l'analyse des équations de flux en régime permanent pour conclure que le flux  $\phi_{sd}$  ne peut être imposé que par le courant rotorique dans l'axe  $d$ ,  $I_{rd}$  :

$$\begin{cases} \phi_{sd} = M_{sr} I_{rd} \\ \phi_{sq} = L_s I_{sq} + M_{sr} I_{rq} \\ \phi_{rd} = L_s I_{rd} \\ \phi_{rq} = L_s I_{rq} + M_{sr} I_{sq} \end{cases} \quad (3.5)$$

Afin de garantir l'état magnétique de la machine au stator, ( $\phi_{sd} = \phi_{sn}$ ), nous procéderons à la régulation du courant rotorique  $I_{rd}$ . La magnétisation est donc assurée par le rotor.

La détermination du courant  $I_{rq}$  découle naturellement du choix d'orientation de repère que l'on a pu faire. Effectivement,

$$\begin{aligned} \underline{\phi}_s &= \phi_{sd} \\ \Rightarrow \phi_{sq} = 0 &= L_s I_{sq} + M_{sr} I_{rq} \\ \text{donc } I_{rq} &= -\frac{L_s}{M_{sr}} I_{sq} \end{aligned} \quad (3.6)$$

L'orientation de notre repère impose un rapport de proportionnalité (relation rigide) entre les deux courants actifs,  $I_{rq}$  et  $I_{sq}$ .

Cette relation permet d'obtenir le couple de référence à appliquer. Elle est déduite de l'équation mécanique classique à réguler (Eq. 3.4).

Nous pouvons établir un tableau récapitulatif (TAB. 3.2), mettant en liaison les objectifs de la stratégie de commande avec les références des variables d'action concernées.

Objectif	Référence
$\underline{\phi}_s = \phi_{sd} = \phi_{sn}$	$I_{rd_{réf}} = \frac{\phi_{sn}}{M_{sr}}$
$\phi_{sq} = 0$	$I_{rq_{réf}} = -\frac{L_s}{M_{sr}} I_{sq_{réf}}$
$Q_s = 0 \quad (\cos(\varphi) = 1)$	$I_{sd_{réf}} = 0$
$C_{em} = C_{em_{réf}}$	$I_{sq_{réf}} = \frac{C_{em_{réf}}}{K_{C_{em}}}$

TAB. 3.2: Stratégie de commande appliquée à une modélisation en courant

Si l'ensemble des objectifs sont atteints, nous pouvons donner l'expression des puissances active, réactive et apparente pour chaque côté de la machine [22] :

$$\begin{aligned}
\text{Stator} & : \begin{cases} P_s \approx \omega_s \phi_{sn} I_{sq} \\ Q_s \approx 0 \\ S_s \approx |P_s| \end{cases} \\
\text{Rotor} & : \begin{cases} P_r \approx \omega_r \phi_{rd} I_{rq} - \omega_r \phi_{rq} I_{rd} \\ Q_r \approx \omega_r \phi_{rd} I_{rd} + \omega_r \phi_{rq} I_{rq} \\ S_r = \sqrt{P_s^2 + Q_s^2} \end{cases}
\end{aligned} \tag{3.7}$$

Ces expressions ont été établies en négligeant l'influence des termes liés aux résistances statorique et rotorique.

### 3.3.2 Stratégie appliquée à la modélisation en flux

Comme précédemment, l'analyse des équations en régime permanent nous donne les liaisons entre les variables d'action et les objectifs de commande. Nous avons défini dans cette modélisation de type flux, un vecteur d'état contenant les différents flux de la machine. Orienter le repère tournant  $d$ - $q$  suivant le flux statorique nous donne :

$$\underline{\phi}_s = \phi_{sd} \tag{3.8}$$

Par conséquent, la composante en quadrature du flux statorique devient nulle.

$$\phi_{sq} = 0 \tag{3.9}$$

Les composantes des flux sont ainsi directement définies à partir de nos objectifs de commande.

Enfin, comme nous souhaitons reproduire un fonctionnement à  $\cos(\varphi) = 1$  identique à celui défini précédemment, nous imposons un courant et une tension statorique dans l'axe  $d$  nuls. Par conséquent, le flux rotorique dans l'axe  $d$  peut être établi :

$$\phi_{rd} = \frac{L_r}{M_{sr}} \phi_{sn} \tag{3.10}$$

Nous garantissons ainsi que le flux rotorique restera lui aussi invariant et fixé à une valeur proportionnelle au flux statorique nominal. Enfin la référence de couple qui permet de faire évoluer la vitesse du système, s'écrit :

$$\begin{aligned}
 \phi_{rq} &= \frac{L_r I_{rq} + M_{sr} I_{sq}}{M_{sr}} \\
 &= -\frac{L_r L_s}{M_{sr}} I_{sq} + M_{sr} I_{sq} = I_{sq} \left( M_{sr} - \frac{L_r L_s}{M_{sr}} \right) \\
 \text{Or} \quad C_{em_{réf}} &= N_p \phi_{sn} I_{sq} \\
 \Leftrightarrow \quad I_{sq} &= \frac{C_{em_{réf}}}{N_p \phi_{sn}} \\
 \Leftrightarrow \quad \phi_{rqréf} &= \frac{C_{em_{réf}}}{N_p \phi_{sn}} M_{sr} \left( 1 - \frac{L_r L_s}{M_{sr}^2} \right) \\
 \text{posons} \quad K_{C_{em}}^\varphi &= \frac{M_{sr}}{N_p \phi_{sn}} \left( \frac{\sigma}{\sigma - 1} \right) \\
 \Rightarrow \quad \phi_{rqréf} &= C_{em_{réf}} K_{C_{em}}^\varphi
 \end{aligned} \tag{3.11}$$

Nous pouvons dresser un tableau récapitulatif (TAB. 3.3) résumant les objectifs de contrôle que nous nous sommes fixés et les références des variables d'action à appliquer.

Objectif	Référence
$\underline{\phi}_s = \phi_{sd} = \phi_{sn}$	$\phi_{sd_{réf}}$
$\phi_{sq} = 0$	$\phi_{sq_{réf}}$
$Q_s = 0 \quad (\cos(\varphi) = 1)$	$\phi_{rd_{réf}} = \frac{L_r}{M_{sr}} \phi_{sn}$
$C_{em} = C_{em_{réf}}$	$\phi_{rq_{réf}} = C_{em_{réf}} K_{C_{em}}^\varphi$

TAB. 3.3: Stratégie de commande appliquée à une modélisation en flux

Compte tenu des hypothèses formulées, nous pouvons donner pour la modélisation en flux, l'expression des puissances active, réactive et apparente pour chaque côté de la machine. Dans ces expressions, l'influence des termes liés aux résistances statoriques et rotoriques a été négligé :

$$\begin{aligned}
 \text{Stator} &: \begin{cases} P_s \approx -\frac{\omega_s \phi_{sn} M_{sr} \phi_{rq}}{L_s L_r \sigma} \\ Q_s \approx 0 \\ S_s \approx |P_s| \end{cases} \\
 \text{Rotor} &: \begin{cases} P_r \approx \frac{\omega_r \phi_{sn} M_{sr} \phi_{rq}}{L_s L_r \sigma} \\ Q_r \approx \frac{1}{L_s L_r \sigma} \left( \omega_r \phi_{rq} \phi_{sd} M_{sr} \frac{\sigma}{1 - \sigma} + \omega_r \phi_{rq}^2 L_s \right) \\ S_r = \sqrt{P_s^2 + Q_s^2} \end{cases}
 \end{aligned} \tag{3.12}$$



## 3.4 Répartition des puissances

### 3.4.1 État de l'art

La répartition des puissances entre le stator et le rotor devient une exigence à respecter dans la stratégie de contrôle à établir. Nous décidons d'adopter la répartition des puissances entre le stator et le rotor qui garantit en régime permanent :

$$\frac{|P_s|}{|P_r|} = k_{pn} \quad (3.13)$$

Il s'agit d'une répartition des puissances actives en régime permanent suivant un rapport de proportionnalité prédéterminé par la construction de la machine [22]. Les hypothèses adoptées pour l'expression des puissances actives pour chaque modélisation (courant ou flux), nous amènent à considérer :

$$\frac{|P_s|}{|P_r|} = \frac{|\omega_s|}{|\omega_r|} \quad (3.14)$$

Bien qu'ayant développé une autre modélisation, R. GHOSN avait déjà obtenu les mêmes résultats [22].

La répartition des puissances en régime permanent, en considérant l'influence des termes résistifs comme négligeable, conduit à une répartition des pulsations. Nous en concluons que garantir une répartition des pulsations dans un rapport prédéterminé  $k_{pn}$  assurera en régime permanent la répartition des puissances.

Par conséquent deux solutions peuvent être envisagées :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\omega_s}{\omega_r} = k_{pn} \\ \text{et/ou} \\ \frac{\omega_s}{\omega_r} = -k_{pn} \end{array} \right. \quad (3.15)$$

Si nous développons ces expressions nous obtenons :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\omega_s}{\omega_r} = k_{pn} \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} \omega_s = \frac{k_{pn}}{k_{pn} - 1} \omega \\ \omega_r = \frac{1}{1 - k_{pn}} \omega \end{array} \right. \end{array} \right. \quad (3.16a)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\omega_s}{\omega_r} = -k_{pn} \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} \omega_s = \frac{k_{pn}}{1 + k_{pn}} \omega \\ \omega_r = \frac{-1}{1 + k_{pn}} \omega \end{array} \right. \end{array} \right. \quad (3.16b)$$

Nous appliquerons successivement ces deux lois de variation des pulsations. Cela permet d'augmenter la plage de fonctionnement à flux constant dans la loi de contrôle de la MADA comme cela sera discuté plus en détail par la suite.

Nous imposerons également une fréquence minimale de fonctionnement en dessous de laquelle nous ne voulons pas descendre. Cette fréquence,  $f_{cmin}$  (qui est liée indirectement à une fréquence minimale de commutation au niveau du semi-conducteur de puissance), est déterminée grâce aux études déjà effectuées [34] qui démontrent que la température moyenne d'échauffement des semi-conducteurs augmente à l'inverse de la diminution de la fréquence des signaux auxquels ils sont soumis. Nous imposons cette fréquence minimale de fonctionnement dans des zones très particulières telles que la plage de faible vitesse ou, la plage de magnétisation de la machine.

En résumant les différents objectifs à atteindre pour la répartition des puissances, nous obtenons finalement trois lois de variations des pulsations.

Rappelons que la loi d'autopilotage  $\omega_s = \omega + \omega_r$  doit être systématiquement satisfaite.

Nous venons d'exprimer simplement, trois plages de fonctionnement pour les vitesses, dans lesquelles, les lois de variations des pulsations n'auront pas les mêmes expressions.

La première plage,  $-\omega_{t2} < |\omega| < \omega_{t2}$ , correspond à la page des basses vitesses.

La seconde,  $\omega_{t2} < |\omega| < \omega_{t1}$ , correspond à la plage des moyennes vitesses.

Et enfin la dernière,  $|\omega| > \omega_{t1}$ , correspond à la plage des hautes vitesses.

L'expression analytique des pulsations lors de ces trois plages de fonctionnement donne :

$$\begin{aligned}
 \text{plage 1: } & -\omega_{t2} < \omega < 0 \Rightarrow \omega_r = -2\pi f_{cmin} \\
 & 0 < \omega < \omega_{t2} \Rightarrow \omega_r = 2\pi f_{cmin} \\
 \text{plage 2: } & \omega_{t2} < |\omega| < \omega_{t1} \Rightarrow \omega_r = \frac{1}{1 - k_{pn}} \omega \\
 \text{plage 3: } & |\omega| > \omega_{t1} \Rightarrow \omega_r = \frac{-\omega}{1 + k_{pn}}
 \end{aligned} \tag{3.17}$$

Les pulsations de transition  $\omega_{t1}$  et  $\omega_{t2}$  doivent donc être définies.

### 3.4.2 Pulsation de transition pour une plage de variation "classique"

Afin de respecter les conditions de fréquence minimale choisie, nous pouvons écrire :

$$\begin{cases} \omega_{t2} = 2\pi (k_{pn} - 1) f_{cmin} \\ \omega_{t1} = 2\pi (k_{pn} + 1) f_{cmin} \end{cases} \tag{3.18}$$

Le détail de ce calcul est donné par R. GHOSN [22]. L'auteur s'est appuyé sur le fait que dans toutes les zones de fonctionnement :  $\min(f_s, f_r) > f_{cmin}$ .

La répartition des pulsations en fonction de la vitesse de rotation du moteur peut donc être donnée. Dans cette représentation (Fig. 3.1), en choisissant comme application numérique  $f_{cmin} = 5 \text{ Hz}$ , on obtient  $\omega_{t1} = 81 \text{ Rad/s}$  et  $\omega_{t2} = 18 \text{ Rad/s}$ .

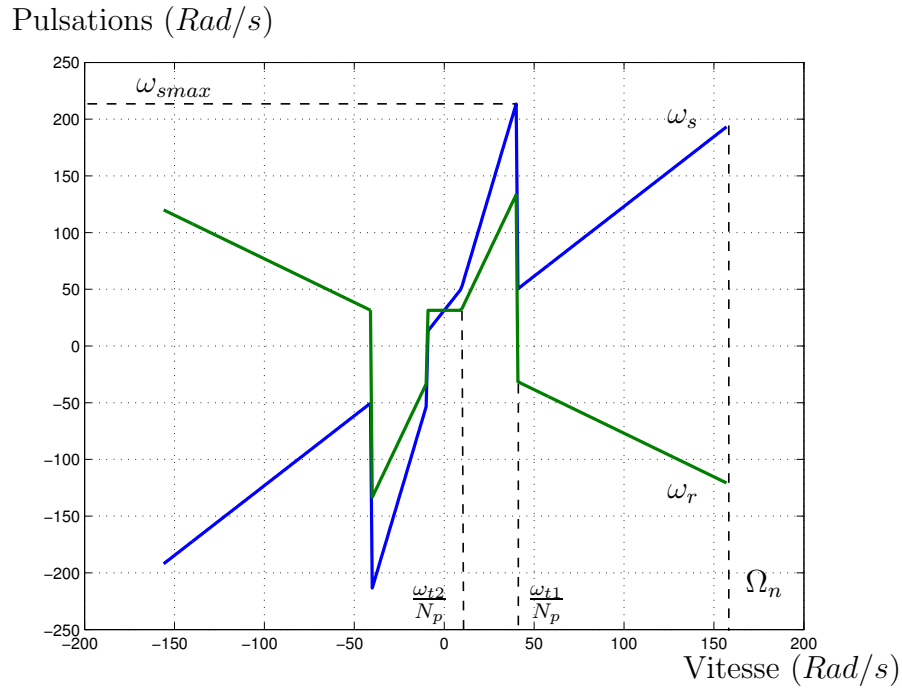


FIG. 3.1: Répartition théorique des pulsations

$\Omega_n$  est la vitesse nominale mécanique de la machine. Nous pouvons remarquer que dans ce cas, alors que le fonctionnement de la MADA dans la zone des survitesses n'a pas été pris en compte, la pulsation statorique  $\omega_s$ , restera inférieure à la pulsation nominale de la machine  $\omega_{sn}$ , avec  $\omega_{sn} = 2\pi f_{sn}$ . Il y a dépendance entre la fréquence minimale de fonctionnement et l'amplitude des plages de variation des pulsations.

Nous avons ensuite considéré le cas où la fréquence minimale de fonctionnement est variable. Pour une variation de la fréquence  $f_{cmin}$  de  $1Hz$  à  $11Hz$ , le cycle donné sur la figure 3.2 décrit la loi de variation de la pulsation statorique en fonction de la vitesse et de la fréquence minimale.

Nous constatons que plus la fréquence minimale de fonctionnement augmente, plus la fréquence maximale atteinte au stator est élevée. Le saut de fréquence à franchir lors de la transition de loi, avec une  $f_{cmin}$  élevée, est très important. Nous pouvons facilement imaginer que la tension à appliquer lors de ces instants de commutation subira une discontinuité qui aura certainement une influence non négligeable sur les variables à réguler.

Il est donc légitime de remettre en cause la définition des pulsations de transition.

### 3.4.3 Pulsation de transition pour une plage de variation maximale

Nous avons envisagé une autre façon de synthétiser  $\omega_{t1}$  et  $\omega_{t2}$ . Nous constatons que l'on peut agrandir la plage de fonctionnement de vitesse comprise entre  $\omega_{t2}$  et  $\omega_{t1}$  (plage :  $\omega_{t2} < |\omega| < \omega_{t1}$ ). Dans cette zone de variation, quelle que soit la valeur de  $f_{cmin}$ , nous souhaitons que la fréquence statorique maximale ne dépasse pas la fréquence nominale :

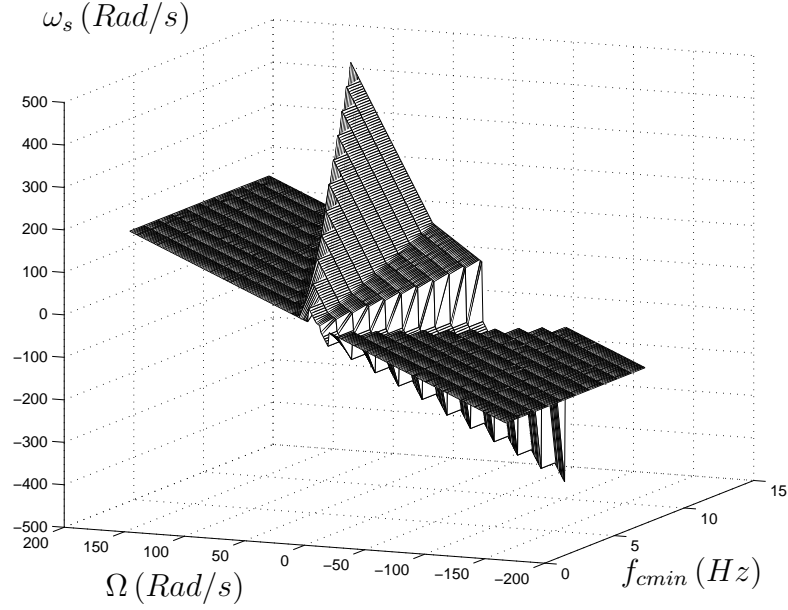


FIG. 3.2: Variation de la répartition théorique de la pulsation statorique en fonction de la fréquence minimale de fonctionnement  $f_{cmin}$  et de la vitesse de rotation  $\Omega$  de la machine.

$$\omega_{smax} \leq \omega_{sn} = 2\pi f_{sn} \quad (3.19)$$

Par conséquent, si nous souhaitons obtenir la pulsation statorique nominale,  $\omega_{sn}$  lorsque la vitesse atteint la valeur  $\omega_{t1}$  ( $\Omega = \frac{\omega_{t1}}{N_p}$ ), cela donne :

$$\begin{aligned} \omega_s = \omega_{sn} &= \frac{k_{pn}}{k_{pn} - 1} \omega_{t1} \\ \text{car } \omega_s &= \frac{k_{pn}}{1 + k_{pn}} \omega \\ \Rightarrow \omega_{t1} &= \frac{k_{pn} - 1}{k_{pn}} \omega_{sn} \end{aligned} \quad (3.20)$$

Nous vérifions que la fréquence minimale des signaux ne descend pas en dessous de la fréquence minimale,  $\min(f_s, f_r) > f_{cmin}$ . Dans notre cas :

$$\begin{aligned} \min(\omega_s, \omega_r) &= \omega_r \quad \forall k_{pn} > 0 \\ \omega_r &= \frac{1}{k_{pn} - 1} \frac{k_{pn} - 1}{k_{pn}} \omega_{sn} = \frac{2\pi f_{sn}}{k_{pn}} \\ \Rightarrow \omega_r &> 2\pi f_{cmin} \quad \text{si et seulement si} \\ &f_{sn} > k_{pn} f_{cmin} \end{aligned} \quad (3.21)$$

La relation  $f_{rn} = f_{sn}$  est sous jacente. Ce qui nous donne une indication sur une des bornes de  $f_{cmin}$  :

$$f_{cmin} < \frac{f_{sn}}{k_{pn}} \quad (3.22)$$

Afin d'obtenir  $\omega_{t2}$  on va se baser sur le fait que dans cette plage de vitesse l'inégalité suivante est vérifiée :

$$\frac{k_{pn}}{k_{pn} - 1} > \frac{1}{k_{pn} - 1} \quad (3.23)$$

Par conséquent,  $\min(\omega_s, \omega_r) = \omega_r$  et on obtient la condition suivante :

$$\frac{1}{k_{pn} - 1} \omega_{t2} > 2\pi f_{cmin} \quad (3.24)$$

Ce qui nous permet de choisir arbitrairement,

$$\omega_{t2} = 2\pi f_{cmin} (k_{pn} - 1) \quad (3.25)$$

Il faut ensuite s'assurer qu'avec ce choix là,  $\omega_s$  est toujours inférieur à  $\omega_{sn}$ . Pour  $\omega = \omega_{t2}$  nous avons,  $\omega_s = \frac{1}{k_{pn} - 1} 2\pi f_{cmin} (k_{pn} - 1)$ , ce qui est bien inférieur à  $2\pi f_{sn}$  (Eq. 3.22). Nos exigences sont toujours vérifiées. Nous pouvons tracer la loi de variation des pulsations en fonction de nos nouvelles pulsations de transitions, sur la figure 3.3.

Avec la même application numérique que précédemment, ( $f_{cmin} = 5 Hz$ ), nous obtenons des pulsations de transition telles que  $\omega_{t1} = 117 Rad/s$  et  $\omega_{t2} = 18 Rad/s$ .

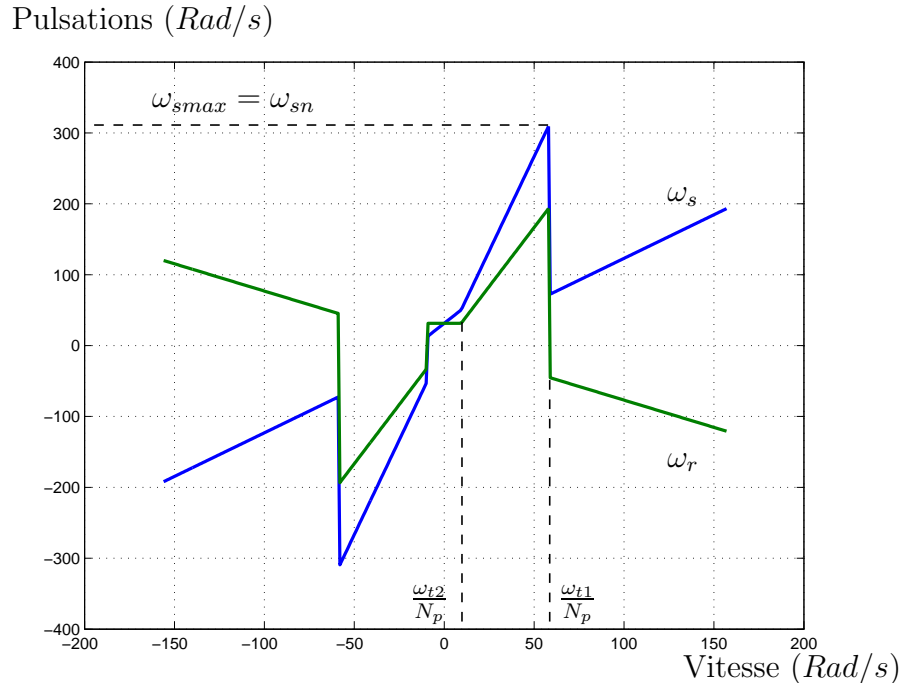


FIG. 3.3: Nouvelle répartition théorique des pulsations.

Si nous balayons toute la plage de vitesse jusqu'à la vitesse nominale de la machine, la deuxième pulsation de transition,  $\omega_{t1}$ , est indépendante de la fréquence minimale de fonctionnement.

Nous avons, dans cette nouvelle proposition fait varier la fréquence minimale de fonctionnement dans les mêmes proportions,  $1Hz$  à  $11Hz$ . Nous essayons de caractériser l'influence de la fréquence minimale de fonctionnement sur la loi de variation des pulsations. Nous obtenons alors la figure 3.4.

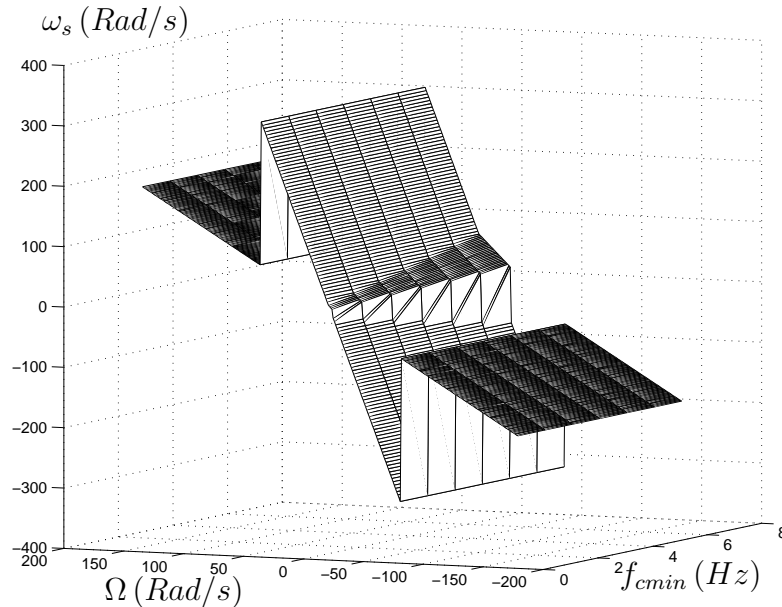


FIG. 3.4: Nouvelle variation de la répartition théorique de la pulsation statorique en fonction de la fréquence minimale de fonctionnement  $f_{min}$  et de la vitesse  $\Omega$ .

Dans cette configuration, en faisant varier  $f_{min}$ , nous remarquons, que seule la première pulsation de transition  $\omega_{t2}$  est affectée. Quand  $f_{min}$  augmente,  $\omega_{t2}$  augmente aussi, et par conséquent c'est la plage continue de variation des pulsations qui se restreint. L'intérêt est que l'apparition de la seconde transition est maîtrisée. Par contre, la discontinuité des fréquences sera toujours très élevée, bien que pouvant être déterminé à l'avance.

### 3.4.4 Pulsation de transition pour une plage de variation minimale

Les discontinuités des fréquences présentes dans la définition précédente des plages de variation nous incite à tester une discontinuité minimale. Nous ne souhaitons pas remettre en cause le principe de commutation des lois de fréquences. Nous allons réduire la seconde plage de variation des pulsations,  $\omega_{t2} < |\omega| < \omega_{t1}$ , de façon à minimiser la discontinuité de fréquence introduite. Nous continuons d'imposer une fréquence minimale de fonctionnement  $f_{min}$ . La relation  $\min(\omega_s, \omega_r) = \omega_r$ , est toujours vraie, ce qui nous permet de conserver :

$$\omega_{t2} = 2\pi f_{min} (k_{pn} - 1) \quad (3.26)$$

De plus, nous devons vérifier que :

$$\omega_{t2} < \omega_{t1} \quad (3.27)$$

en même temps que nous minimisons l'intervalle de variation des pulsations. Le choix de  $\omega_{t1}$  est arbitraire, nous prenons :

$$\omega_{t1} = 2\pi k_{pn} f_{cmin} \quad (3.28)$$

Dans cette configuration pour les pulsations de transition, nous sommes finalement proches de la configuration préconisée par [22]. La figure 3.5 illustre cette configuration.

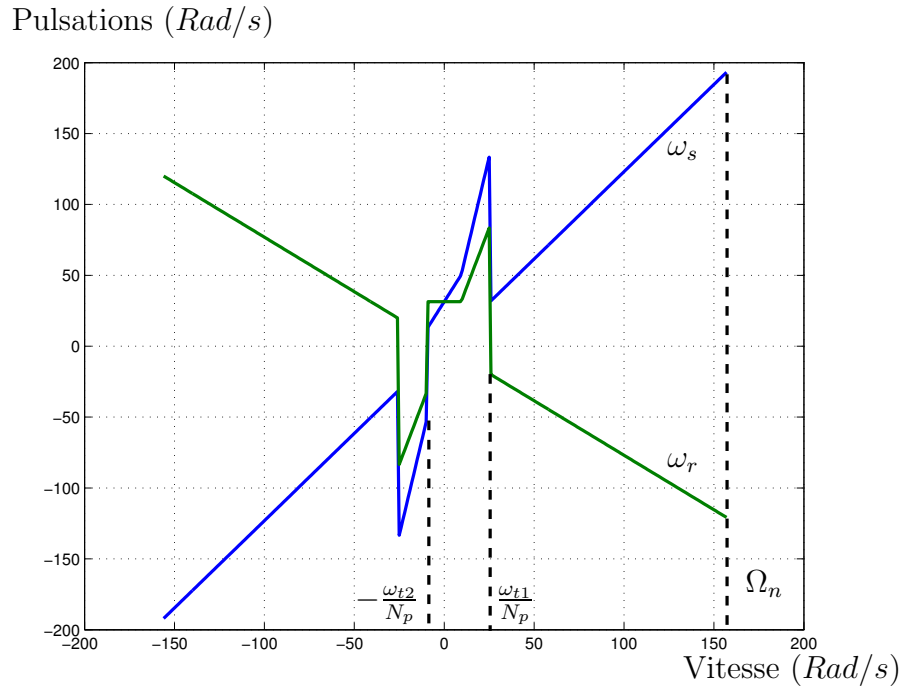


FIG. 3.5: Répartition théorique des pulsations pour des plages de variation minimales.

Nous voyons que ce choix pour les pulsations de transition, maintient une discontinuité. Nous ne pouvons pas diminuer encore cette plage de variation sans remettre en cause la loi de répartition des puissances. En effet, pour une pulsation de transition  $\omega_{t1}$  inférieure à celle définie dans ce paragraphe, la fréquence minimale de fonctionnement ne serait plus assurée.

Afin de tester cette nouvelle plage de variation des fréquences nous avons fait varier la fréquence minimale de fonctionnement entre  $1Hz$  et  $11Hz$ . La figure 3.6 présente le résultat obtenu.

Dans cette figure, il apparaît clairement que la plage de variation des pulsations entre les pulsations de transition  $\omega_{t2}$  et  $\omega_{t1}$ , et l'amplitude de la discontinuité sont réduites. Cependant, la discontinuité est toujours présente. Si nous voulons la supprimer complètement, nous devons ne plus obéir à une de nos règles. La fréquence minimale de fonctionnement ou la répartition des puissances précédemment définies devront être remises en cause.

### 3.4.5 Fonctionnement de la machine en survitesse

Nous allons maintenant établir les vitesses maximales théoriques accessibles du système. Ce développement est indépendant du choix de nos pulsations de

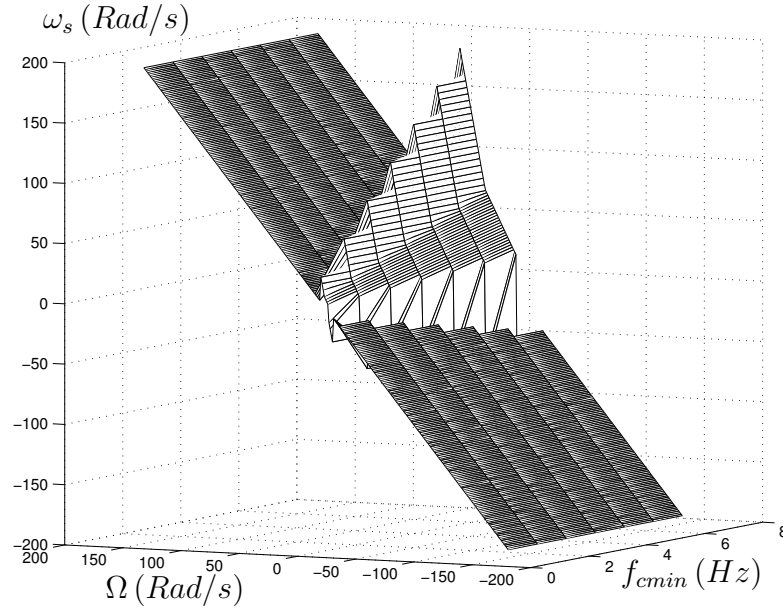


FIG. 3.6: Répartition théorique de la pulsation statorique en vue de minimiser la discontinuité des fréquences en fonction de la fréquence minimale de fonctionnement  $f_{cmin}$  et de la vitesse  $\Omega$ .

transition.

Si nous analysons ce qui se passe dans le domaine des hautes vitesses, pour  $|\omega| > \omega_{t1}$ , nous avons :

$$\begin{aligned} \omega_r &= \frac{-1}{1+k_{pn}} \frac{k_{pn}-1}{k_{pn}} \omega_{sn} = \frac{1-k_{pn}}{1+k_{pn}} \frac{\omega_{sn}}{k_{pn}} \\ \text{d'où} \quad \omega_{rn} &\geq |\omega_r| > 2\pi f_{cmin} \\ \text{et } \omega_s &= \frac{k_{pn}}{1+k_{pn}} \frac{k_{pn}-1}{k_{pn}} \omega_{sn} = \frac{k_{pn}-1}{1+k_{pn}} \omega_{sn} \\ \text{avec} \quad \omega_{sn} &\geq |\omega_s| > 2\pi f_{cmin} \end{aligned} \quad (3.29)$$

Dans la zone des hautes vitesses (ou survitesse) sans démagnétisation, la vitesse peut augmenter jusqu'à une vitesse électrique maximale de la machine, notée  $\omega_{max}$ . Cette vitesse est obtenue lorsqu'une des deux pulsations ( $\omega_s$  ou  $\omega_r$ ) a atteint sa valeur nominale, soit  $\omega_{sn}$  ou  $\omega_{rn}$ . Cette condition peut-être exprimée par :

$$\begin{aligned} \omega_s &= \frac{k_{pn}}{1+k_{pn}} \omega \leq \omega_{sn} \\ \omega_r &= \frac{-1}{1+k_{pn}} \omega \geq -\omega_{rn} \end{aligned} \quad (3.30)$$

Par conséquent, c'est le  $\max(|\omega_s(\omega_{max})|, |\omega_r(\omega_{max})|)$  qui détermine  $\omega_{max}$ . Nous obtenons alors la condition suivante :

$$|\omega_{max}| = \frac{1+k_{pn}}{k_{pn}} \omega_{sn} \quad (3.31)$$



La vitesse maximale admissible sans démagnétisation de la machine, dépend du coefficient de puissance  $k_{pn}$  et de la fréquence nominale du stator (ou du rotor).

Au delà de cette vitesse maximale, limite du fonctionnement à flux constant, nous rentrons dans le domaine des survitesses où nous devons démagnétiser la machine afin de pouvoir augmenter la plage de vitesse admissible.

L'analyse des équations en régime permanent, en négligeant les résistances statoriques et rotoriques, nous montre que la tension statorique dans l'axe  $q$  est égale au produit de la pulsation statorique par le flux statorique dans l'axe  $d$  :

$$V_{sq} = \omega_s \phi_{sd} \quad (\underline{\phi}_s = \phi_{sd}) \quad (3.32)$$

Cette affirmation est vraie aussi bien pour la modélisation en courant que pour la modélisation en flux.

De plus, dans cette plage de vitesse,  $|\omega| > \omega_{t1}$ , nous exprimons la pulsation statorique en fonction de la vitesse de rotation de la machine :  $\omega_s = \frac{k_{pn}}{1 + k_{pn}} \omega$ . Nous pouvons conclure que vouloir augmenter la vitesse de rotation  $\omega$  revient à augmenter la pulsation  $\omega_s$ . Conformément à l'équation (3.32), si la tension statorique dans l'axe  $q$  est figée à sa valeur maximale  $V_{sqmax}$ , afin d'augmenter  $\omega_s$ , il faut diminuer le flux statorique  $\phi_{sd}$ .

Par le jeu des substitutions, on obtient donc l'équation contrôlant la décroissance du flux dans la machine :

$$\phi_{sd_{réf}} = \frac{V_{sqmax}}{\frac{k_{pn}}{1 + k_{pn}} \omega_{réf}} \quad (3.33)$$

La figure 3.7 traduit cette expression.

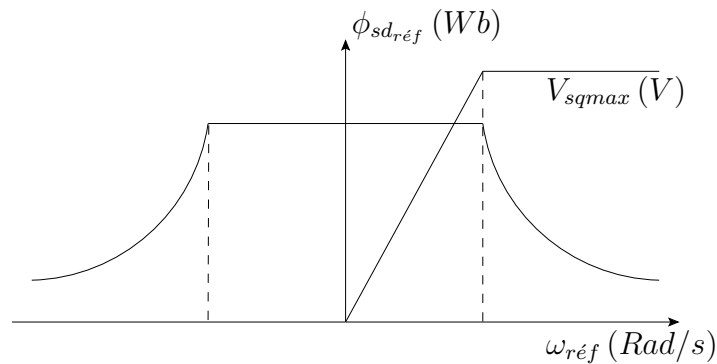


FIG. 3.7: Variation du flux statorique de référence en fonction de la vitesse désirée.

Le tableau 3.4 présente un récapitulatif des lois de variations des pulsations.

### 3.4.6 Conclusion sur les différentes lois de variations des pulsations

Avec les hypothèses que nous avons retenu, la stratégie de **répartition des puissances** est équivalente, à une **répartition des pulsations**.

Nous venons de voir que la stratégie de variation des pulsations proposée [22] n'est pas la seule possible. Nous proposons deux autres lois très similaires, (même

Domaine de variation	Valeurs des pulsations	Commentaires
$0 <  \omega  < \omega_{t2}$	$\begin{cases} \omega_r = 2\pi f_{cmin} \\ \omega_s = 2\pi f_{cmin} + \omega \end{cases}$	Nous imposons les pulsations minimales de fonctionnement
$\omega_{t2} <  \omega  < \omega_{t1}$	$\begin{cases} \omega_r = \frac{1}{k_{pn} - 1} \omega \\ \omega_s = \frac{k_{pn}}{k_{pn} - 1} \omega \end{cases}$	Répartition de la puissance suivant la première loi. Variation des pulsations en fonction de la vitesse $\omega$ et de $k_{pn}$
$ \omega  > \omega_{t1}$	$\begin{cases} \omega_r = \frac{-\omega}{1 + k_{pn}} \\ \omega_s = \frac{k_{pn}}{1 + k_{pn}} \omega \end{cases}$	Répartition de la puissance suivant la deuxième loi. Les pulsations sont inférieures ou égales à leurs pulsations nominales
$ \omega  > \omega_{max}$	$\begin{cases} \omega_r = \frac{-\omega}{1 + k_{pn}} \\ \omega_s = \frac{k_{pn}}{1 + k_{pn}} \omega \end{cases}$	Les pulsations peuvent être supérieures à leurs pulsations nominales respectives.

TAB. 3.4: Plage de variation des pulsations

idée de répartition des pulsations), mais dont les **pulsations de transition** sont différentes. Nous devons voir quelle est l'influence de ces lois sur la régulation elle-même. Notre première idée est de dire que l'influence sera très certainement forte. Effectivement, commuter entre deux lois (Eq. 3.16a) (Eq. 3.16b), implique des discontinuités de fréquences à imposer. Ces discontinuités peuvent être importantes, comme le montrent les figures tracées (à partir de la répartition désirée en régime permanent)(Fig. 3.1, Fig. 3.3) ou minimalisées (Fig. 3.5).

Le premier cas correspond à la stratégie de commande proposée par M. GHOSN [22], le second cas illustre la variante que nous proposons. Le troisième cas est un essai en vue de réduire l'amplitude de la discontinuité subie par les fréquences. Nous avons également étudié l'influence de la variation de la **fréquence minimale de fonctionnement**  $f_{cmin}$ , sur les lois de répartition des pulsations. Effectivement, si nous considérons que :

1. la pulsation nominale du stator et du rotor est fixe et égale à  $\omega_{sn} = \omega_{rn} = 2\pi f_{sn}$ ,  $f_{sn} = f_{rn} = 50Hz$ ,
2. le rapport des puissances  $k_{pn}$  est fixé par la construction de la machine,

seule la fréquence minimale de fonctionnement reste paramétrable par l'utilisateur. L'étude [22] prétend qu'en dessous d'une fréquence minimale de  $5Hz$ , l'échauffement des semi-conducteurs, et par conséquent, les pertes créées, sont très importants.

Nous avons évalué cette répartition pour les différentes fréquences minimales. Le tracé des pulsations (Fig. 3.2) confirme que pour la loi proposée par M. GHOSN et pour un rapport  $k_{pn}$  fixé, les discontinuités des fréquences lors des changements de lois sont d'autant plus importantes que la fréquence minimale est élevée. Lorsque nous tentons de réduire cette discontinuité (§3.4.4), nous pouvons conclure que le saut de fréquence bien que pouvant être réduit, existe toujours avec les hypothèses

adoptées. Nous pouvons dire qu'il y a un risque de sensibiliser la commande lors de la commutation entre les différentes lois de répartition des puissances. Il ne faudra pas non plus, prendre une fréquence minimale de fonctionnement trop élevée sous peine de subir trop d'oscillations.

Lors de l'évaluation par simulation de la loi de répartition des puissances que nous proposons, nous démontrons (Fig. 3.4) une indépendance entre la fréquence minimale de commutation, et les plages continues des lois de variation des fréquences. L'inconvénient majeur de cette proposition, est la discontinuité de fréquence subie lors de la deuxième transition. Ce saut, bien que parfaitement estimable, est important et peut entraîner des oscillations sur les variables du système étudié.

## 3.5 Mise en oeuvre de la répartition des puissances

Lors des chapitres précédents nous avons élaboré deux modélisations analytiques différentes ainsi qu'une modélisation graphique. Nous allons étudier dans cette section, comment introduire les lois de répartition des puissances que nous venons de définir (§3.4). Effectivement, l'asservissement des pulsations n'apparaît pas dans les premiers schémas des modèles (Fig. 2.2, Fig. 2.4) que nous avons établi.

### 3.5.1 Modèles analytiques

Dans les deux modélisations (courant, flux), nous appliquons le même concept pour imposer les pulsations à la répartition théorique désirée. L'analyse des équations des deux modèles, indique que les pulsations interviennent directement dans les termes de couplage à compenser,  $P_{1d} P_{1q} P_{2d} P_{2q}$ . Pourtant, il ne nous semble pas judicieux d'agir seulement sur ces termes pour imposer les pulsations. Cela revient à insérer dans ces termes à compenser, des valeurs de pulsations qui pourraient être très différentes des valeurs mesurées ou en vigueur dans la machine.

Nous avons donc eu l'idée de décomposer l'équation mécanique de façon à faire apparaître les deux pulsations  $\omega_s$  et  $\omega_r$ , [68]. Il vient alors :

$$\frac{J_t}{N_p} \frac{d(\omega_s(t) - \omega_r(t))}{dt} = C_{em} - \frac{f_t}{N_p} (\omega_s(t) - \omega_r(t)) - C_r \quad (3.34)$$

A partir du schéma de régulation de vitesse précédemment établi et donné sur la figure 3.8<sup>1</sup> :

nous ajoutons un schéma réparti de régulation des pulsations, illustré sur la figure 3.9.

Avec  $Reg_\Omega$  qui est le même régulateur de vitesse, (discret ou continu) que si la régulation classique de vitesse avait été adoptée (Fig. 3.8).  $f(k_{pn})$  est la loi de répartition des pulsations (Eq. 3.17).

Dans notre application, le régulateur de vitesse sera discret. L'échantillonneur - bloqueur n'est pas représenté sur ces schémas. Le nouveau schéma contenant les

<sup>1</sup>BF est la boucle fermée des modes rapides liés aux courants, et  $\Omega = \frac{\omega}{N_p}$

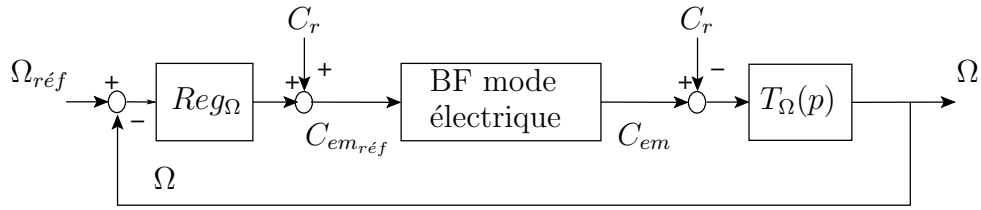


FIG. 3.8: Schéma de régulation classique des modes mécaniques

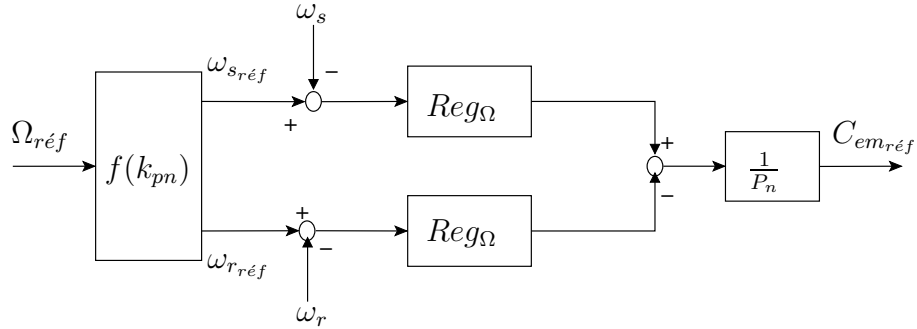


FIG. 3.9: Schéma de régulation des modes mécaniques, avec mise en oeuvre du principe de la répartition des puissances

régulateurs répartis remplace simplement le régulateur  $Reg_{\Omega}$  dans l'ancienne représentation de la régulation des modes mécaniques.

Il y a une totale équivalence entre ces deux schémas. Nous respectons à travers le deuxième schéma donné sur la figure 3.9 l'imposition de la loi de répartition des puissances. Effectivement grâce à cette nouvelle représentation, les pulsations de références et mesurées rentrent en jeu par le biais de deux régulateurs. Le couple résistant sera considéré comme connu et sera compensé à la manière du schéma de régulation de vitesse classique (Fig. 3.8).

Dans ce schéma, le mode d'obtention des angles de rotation du repère de référence et des pulsations mesurées est représenté sur la figure 3.10.

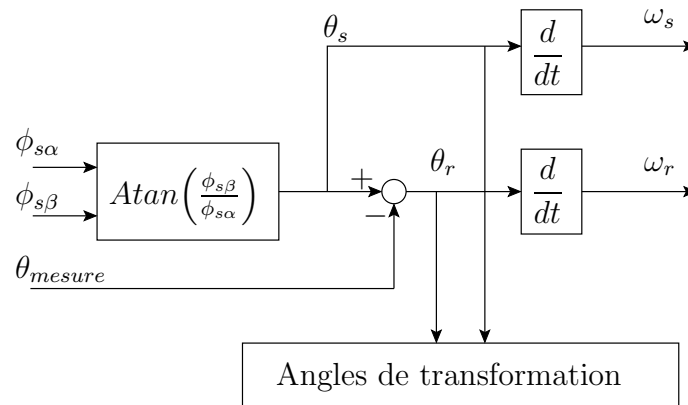


FIG. 3.10: Répartition des puissances : angles de transformation dans la méthode des régulateurs répartis

L'hypothèse implicite est que la stratégie de contrôle adopte le principe d'orientation du flux statorique. Les pulsations  $\omega_s$  et  $\omega_r$  sont déterminées à partir des

angles : position du repère de référence  $\theta_s$ , angle électrique de rotation de l'arbre du moteur  $\theta$ .

Afin d'obtenir la synthèse du régulateur  $Reg_\Omega$  à appliquer, nous utilisons les équations différentielles de base décrivant l'évolution des modes mécaniques. La fonction de transfert en continu et en boucle ouverte du mode mécanique du système s'écrit :

$$T_\Omega(p) = \frac{\frac{1}{f_t}}{1 + \frac{J_t}{f_t} p}$$

Elle peut être discrétisée et son expression devient alors :

$$\left\{ \begin{array}{l} T_\Omega(z^{-1}) = \frac{z^{-1} a_v}{1 - z^{-1} b_v} \\ b_v = \exp\left(-\frac{T_e}{T_v}\right) \\ a_v = \frac{1 - b_v}{f_t} \\ T_v = \frac{J_t}{f_t} \end{array} \right. \quad (3.35)$$

L'utilisation d'un régulateur discret de type PI se justifie si nous voulons une erreur statique nulle et la dynamique désirée de la réponse du système :

$$Reg_\Omega(z^{-1}) = \frac{K_v (1 - z^{-1} \alpha_v)}{1 - z^{-1}} \quad (3.36)$$

Les gains  $\alpha_v, K_v$  sont déterminés de façon à obtenir une réponse en vitesse du système en boucle fermée.

### 3.5.2 Modèle graphique

Dans cette modélisation, nous avons fait apparaître une équivalence avec les modèles analytiques retenus. L'inversion du schéma REM obtenu (Fig. 2.8), devrait nous conduire aux conclusions suivantes :

1. vouloir répartir les puissances en régime permanent revient à vouloir imposer les pulsations, (affirmation déjà vérifiée),
2. cette répartition ne peut avoir lieu qu'en disposant de régulateurs de pulsations réparties, dont la synthèse découle de la mise en oeuvre d'une régulation classique de mode mécanique.

Pourtant l'inversion du schéma ne coïncide pas avec cette dernière conclusion, ce que montre la figure 3.11. Les pulsations, statorique et rotorique, n'interviennent jamais. Par le biais de cette représentation, nous n'avons aucun moyen de les asservir à une valeur désirée.

Par contre, les angles de rotation du repère tournant sont accessibles. Comme ils sont en liaison avec les pulsations que nous cherchons à réguler, il nous semble judicieux de les utiliser. Nous allons assurer la répartition des fréquences via les angles de transformation. Il n'est plus question de réguler les pulsations de la machine mais de s'assurer que l'angle de rotation du repère est bien dans une position

maîtrisée et désirée. Nous maintenons bien entendu la régulation sur les amplitudes des autres grandeurs de référence de façon à atteindre nos objectifs de commande, [65].

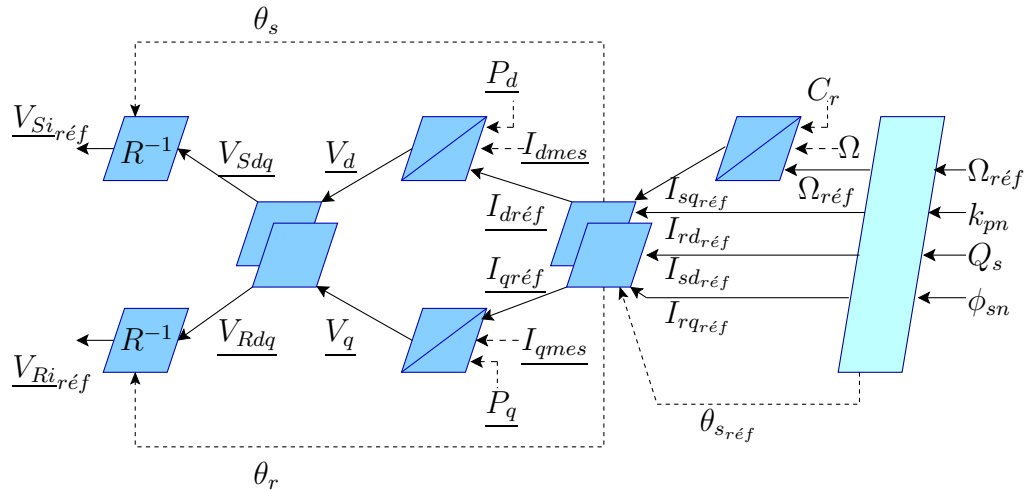


FIG. 3.11: Inversion de la représentation REM du système

$R^{-1}$  est la matrice de transformation inverse. Elle permet de passer de grandeurs diphasées en grandeurs triphasées grâce à la connaissance des angles de transformation, respectivement  $\theta_s$  et  $\theta_r$ .

Dans cette représentation inversée du modèle REM du système à commander (Fig. 3.11), l'entrée considérée comme informative, (angle  $\theta_s$ ), devient une entrée de commande à part entière. Effectivement, la maîtrise de cette entrée nous garantit :

1. l'orientation correcte du repère tournant  $d$ - $q$ ,
2. la répartition des puissances en régime permanent.

Si nous avons envisagé d'estimer la position du repère  $d$ - $q$  par rapport au stator ( $\theta_s$ ), en donnant une information erronée, la modélisation aurait été faussée. La commande n'aurait alors pas eu l'effet escompté. C'est pourquoi nous avons décidé de l'utiliser comme une entrée de commande pour atteindre nos objectifs.

Contrairement à la stratégie de répartition des puissances basée sur l'utilisation de régulateurs répartis, les références des pulsations donnent directement les angles à appliquer en fonction de l'angle de rotation de la machine suivant la figure 3.12.

Dans cette régulation, nous contrôlons en amplitude la vitesse de rotation du moteur, alors que l'information angulaire est donnée par la répartition des puissances. Contrairement aux schémas classiques de régulation par contrôle vectoriel, nous n'estimons pas l'angle de référence du repère tournant  $d$ - $q$  servant aux transformations de Park, mais l'imposons à une valeur désirée. Comme pour ces contrôles classiques nous avons besoin d'une connaissance de l'angle électrique de rotation de la première phase rotorique  $\theta$  pour obtenir le second angle de nos transformations  $\theta_r$ . En ce sens, nous sommes proches d'un contrôle classique, car bien qu'imposant un angle, l'autre angle découle de la réponse du système à une sollicitation imposée par le premier. Nous sommes donc dépendant des constantes de temps de réponse du système.

Dans ce principe de régulation, nous agissons sur deux concepts à la fois :

1. une régulation en amplitude qui permet de réguler l'amplitude des variables principales de la machine. Dans cette régulation l'information angulaire est

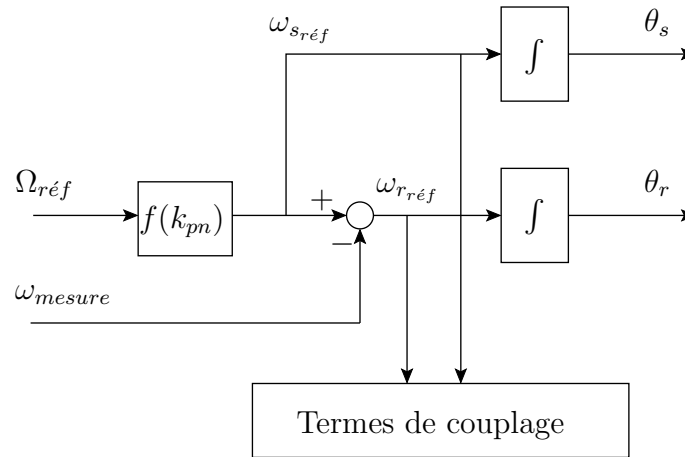


FIG. 3.12: Répartition des puissances : imposition angulaire

utilisée, et contribue à délivrer des grandeurs "continues", (non périodiques), qui servent lors de l'asservissement.

2. une régulation angulaire. En fait il ne s'agit pas de régulation mais plutôt "d'information active". Au lieu d'être une simple variable informative conséquence de la régulation en amplitude, l'entrée devient active. Elle participe pleinement à la régulation en amplitude. Pour que l'ensemble converge, il devient évident que les références en amplitude et les références angulaires ne doivent pas être antinomiques.

Les deux modélisations (courant ou flux), sont similaires pour ce qui concerne les informations angulaires et les pulsations. Nous n'avons traité que le cas (Fig. 3.11) d'une modélisation en courant, mais il est généralisable à la modélisation en flux. Par conséquent, lors des simulations, nous appliquerons de la même façon la répartition des puissances par la méthode d'imposition angulaire, que ce soit pour un modèle en courant ou pour un modèle en flux.

### 3.5.3 Conclusion sur la mise en oeuvre de la répartition des puissances

Dans cette partie, nous avons développé la mise en oeuvre de la **répartition des puissances**. Suivant que les expressions analytiques ou le formalisme REM sont utilisés, nous obtenons deux mises en oeuvre différentes. La première consiste à utiliser deux **régulateurs répartis** de pulsation en modifiant le schéma général de régulation des modes mécaniques.

La seconde consiste à imposer la répartition des puissances par les angles qui sont nécessaires pour les transformations triphasées - diphasées. Nous avons alors parlé de méthode **d'imposition angulaire** ou de **réglage angulaire**.

## 3.6 Résultats de simulation - Modèle en courant échantillonné

### 3.6.1 Algorithme et schéma à programmer

Le chapitre précédent a montré que sans orientation du repère sur le flux statorique  $\underline{\phi}_s$ , toute la stratégie de répartition des puissances grâce à la distribution des pulsations, n'est plus valable. Nous avons également vu que cette modélisation conduisait à deux fonctions de transfert :

$$\begin{cases} T_I^s(p) = \frac{1}{R_s(1 + pT_s\sigma)} \\ T_I^r(p) = \frac{1}{R_r(1 + pT_r\sigma)} \end{cases} \quad (3.37)$$

Ces deux fonctions de transfert, sont valables pour les deux axes d'un même côté de la machine. C'est à dire que par exemple  $T_I^s(p)$  est la fonction de transfert des axes  $d$  et  $q$  statoriques. Il en est de même avec l'autre fonction de transfert,  $T_I^r(p)$  (axes  $d$  et  $q$  rotoriques).

Nous avons choisi d'implanter notre stratégie de commande discrète en langage  $C$ . Afin d'obtenir un algorithme prenant en compte la période d'échantillonnage, nous devons donc discrétiser les régulateurs que l'on souhaite utiliser. Pour synthétiser les régulateurs, nous avons besoin de discrétiser les fonctions de transfert  $T_I^s(p)$  et  $T_I^r(p)$ . Les fonctions de transfert discrètes sont obtenues par la transformation en  $Z$  des fonctions de transfert exprimées en variable de Laplace. Nous obtenons donc des fonctions de transfert discrètes en  $(z^{-1})$  tenant compte de la période d'échantillonnage,  $T_e$ .

$$\begin{cases} T_I^s(z^{-1}) = \frac{z^{-1} (1 - \exp^{-\frac{T_e}{T_s\sigma}}) \frac{1}{R_s}}{1 - z^{-1} \exp^{-\frac{T_e}{T_s\sigma}}} \\ T_I^r(z^{-1}) = \frac{z^{-1} (1 - \exp^{-\frac{T_e}{T_r\sigma}}) \frac{1}{R_r}}{1 - z^{-1} \exp^{-\frac{T_e}{T_r\sigma}}} \end{cases} \quad (3.38)$$

Soit :

$$\begin{cases} T_I^s(z^{-1}) = \frac{z^{-1} a_s}{1 - z^{-1} b_s} \\ b_s = \exp^{-\frac{T_e}{T_s\sigma}} \\ a_s = \frac{(1 - b_s)}{R_s} \\ T_I^r(z^{-1}) = \frac{z^{-1} a_r}{1 - z^{-1} b_r} \\ b_r = \exp^{-\frac{T_e}{T_r\sigma}} \\ a_r = \frac{(1 - b_r)}{R_r} \end{cases} \quad (3.39)$$



Nous utiliserons des régulateurs *PI* "discrets" dont l'expression générique est :

$$Reg_I(z^{-1}) = \frac{K(1 - z^{-1}\alpha)}{1 - z^{-1}} \quad (3.40)$$

Avec respectivement, suivant que l'on s'intéresse au stator,  $K = K_s$ ,  $\alpha = \alpha_s$  ou au rotor  $K = K_r$ ,  $\alpha = \alpha_r$ . La synthèse et l'obtention de la valeur des gains,  $K$ ,  $\alpha$ , des régulateurs peuvent-être faites par les méthodes connues de régulation. La compensation d'un pôle du système par un zéro du régulateur, ou le placement des pôles d'un système du deuxième ordre peuvent être des méthodes employées. Les expressions discrètes des fonctions de transfert des régulateurs, nous permettent d'exprimer un algorithme échantillonné programmable en langage *C* :

$$\begin{cases} V_{sd1réf1}(k) = V_{sd1réf1}(k-1) + K_s (\varepsilon_{I_{sd}}(k) - \alpha_s \varepsilon_{I_{sd}}(k-1)) \\ V_{sq1réf1}(k) = V_{sq1réf1}(k-1) + K_s (\varepsilon_{I_{sq}}(k) - \alpha_s \varepsilon_{I_{sq}}(k-1)) \\ V_{rd1réf1}(k) = V_{rd1réf1}(k-1) + K_r (\varepsilon_{I_{rd}}(k) - \alpha_r \varepsilon_{I_{rd}}(k-1)) \\ V_{rq1réf1}(k) = V_{rq1réf1}(k-1) + K_r (\varepsilon_{I_{rq}}(k) - \alpha_r \varepsilon_{I_{rq}}(k-1)) \end{cases} \quad (3.41)$$

Les tensions de commande de chaque côté et de chaque axe sont ainsi implantées. De façon à protéger le système, une protection logicielle sera programmée : nous bornerons les références de tensions délivrées. Nous utiliserons un système "d'Anti Wind-Up" pour limiter la divergence de l'intégrale, [66], [64].

L'ensemble de la chaîne de régulation nous conduit au schéma de réglage global développé sur la figure 3.13.

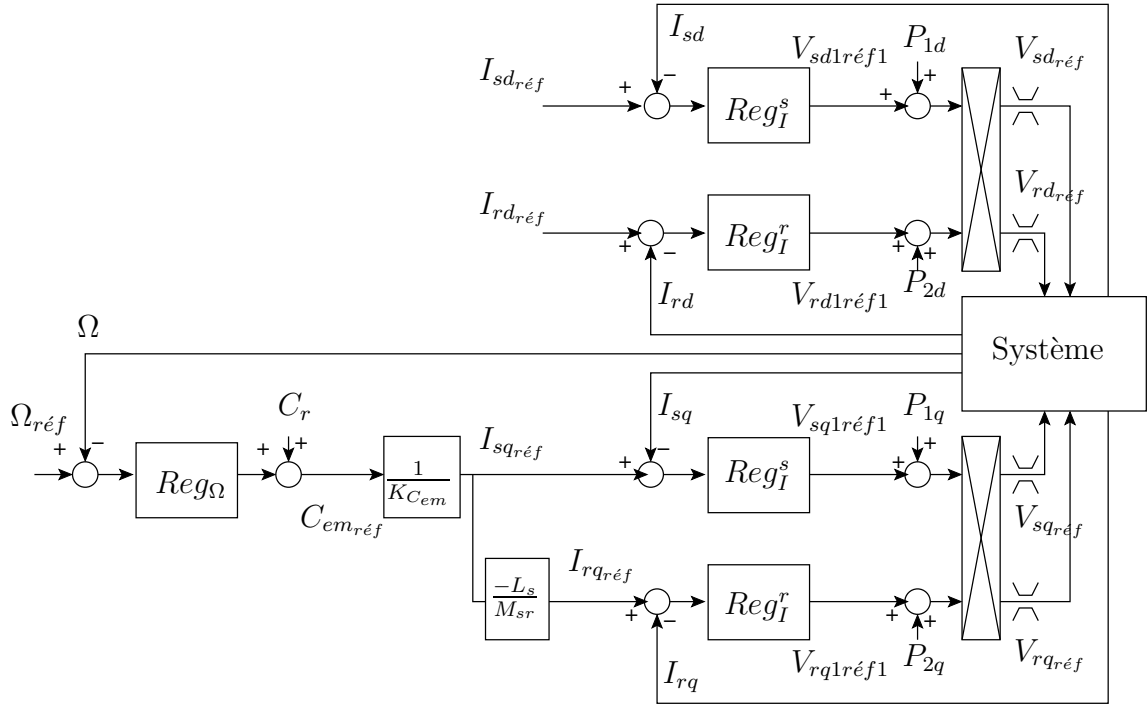


FIG. 3.13: Chaîne globale de régulation des courants

Dans ce schéma nous retrouvons tout ce qui a déjà été énoncé :

- indépendance entre les deux axes de commande, l'axe  $d$  et l'axe  $q$ ,
- couplage par côté de la machine, stator et rotor, sur un même axe,
- existence d'une relation de proportionnalité entre les deux références de l'axe  $q$ .

### 3.6.2 Régulateur de pulsations réparties

Afin de présenter les résultats de simulation, nous allons adopter un cycle de consigne de vitesse que nous reproduirons. Celui-ci est divisé en quatre phases principales :

1. la première correspond à la magnétisation de la machine.
2. la deuxième correspond à une consigne de vitesse positive.
3. la troisième correspond à une inversion de sens de rotation de la machine, une consigne de vitesse négative est alors appliquée.
4. La quatrième est une consigne de vitesse faible. Nous avons choisi d'appliquer le millièème de la vitesse nominale,  $\frac{\Omega_n}{1000}$ .

Au cours du cycle de vitesse proposé, nous appliquerons des échelons de couple résistif  $C_r$  égaux à la valeur nominale du couple de la MADA concernée.

Nous allons appliquer ce cycle aux trois plages de variations des pulsations explicitées :

- plage de variation maximale (§3.4.3) où :

$$\omega_{t1} = \frac{k_{pn} - 1}{k_{pn}} \omega_{sn} \quad (3.42)$$

- plage de variation classique (§3.4.2) où :

$$\omega_{t1} = 2 \pi (k_{pn} + 1) f_{cmin} \quad (3.43)$$

- plage de variation avec discontinuité minimale (§3.4.4) où :

$$\omega_{t1} = 2 \pi k_{pn} f_{cmin} \quad (3.44)$$

Afin de conclure sur les performances de ces diverses stratégies, nous appliquerons le critère IAE (Integral of Absolute magnitude Error) [18] aux erreurs commises sur les composantes du flux statorique  $\underline{\phi}_s$ , et la pulsation statorique  $\omega_s$ . Des tableaux quantifiant ce critère seront donnés et permettront de conclure sur les performances obtenues.

Afin de ne pas "encombrer" le mémoire d'une quantité très importante de résultats de simulation, certaines courbes de réponses, très proches des courbes précédentes ou suivantes ne seront pas présentées. Le lecteur pourra se référer aux courbes "typiques" qui seront signalées.

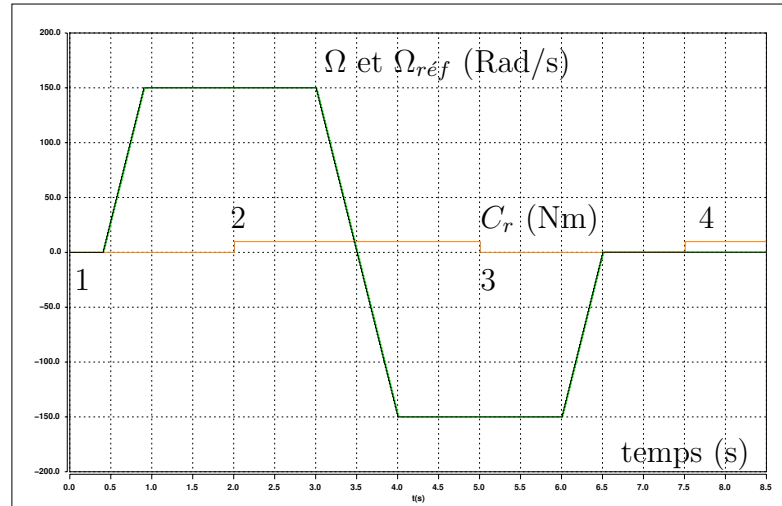


FIG. 3.14: Référence et vitesse mesurée

### 3.6.2.1 Plage de variation maximale

Lorsque nous adoptons la méthode de deux régulateurs répartis pour appliquer la répartition des puissances, nous obtenons une réponse en vitesse de la machine représenté sur la figure 3.14.

La vitesse suit parfaitement la référence demandée, dans toutes les zones de fonctionnement. Nous voyons que les impacts du couple de charge n'affectent pas la réponse en vitesse du système. Le fonctionnement dans la zone de faible vitesse est illustrée sur la figure 3.15.

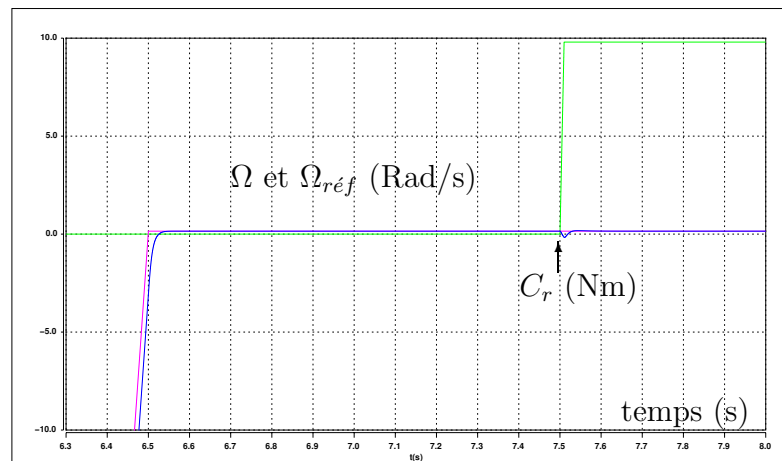


FIG. 3.15: Référence et vitesse mesurée

La réponse du système présente une légère oscillation lors de l'impact du couple de charge.

Les pulsations se répartissent bien suivant la loi décrite (§3.4.3). La figure 3.16 montre qu'il existe une erreur statique en régime permanent ( $\varepsilon_{\omega_s}$  pour la pulsation statorique, et  $\varepsilon_{\omega_r}$  pour la pulsation rotorique).

Lors d'une consigne de vitesse faible, il y a une perte du contrôle des pulsations lorsque le couple de charge est appliqué. Mais comme lors de la magnétisation de la machine, zone 1, une fréquence minimale de fonctionnement est appliquée.

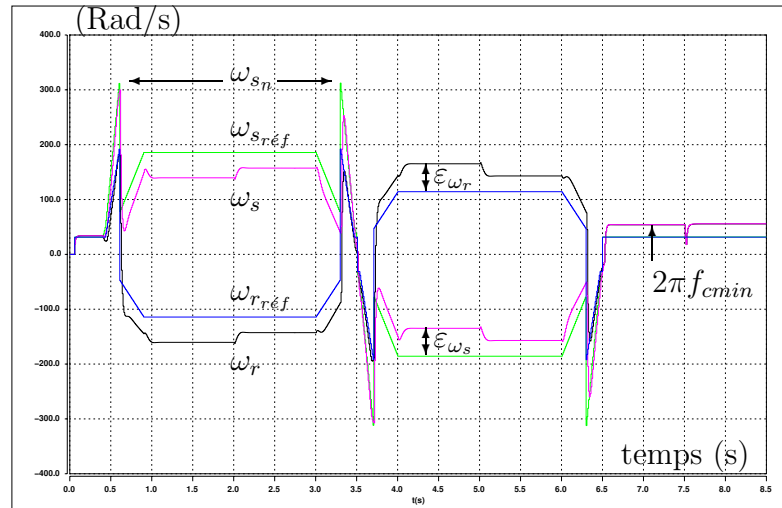


FIG. 3.16: Pulsations désirées et mesurées

Nous pouvons déduire des figures précédentes (Fig. 3.14 et Fig. 3.16) que ce sont les pulsations qui absorbent les impacts du couple de charge. Ceci nous permet d'avoir une très bonne régulation en vitesse de la machine. La figure 3.17 présente la réponse des composantes du flux statorique à ce cycle de vitesse.

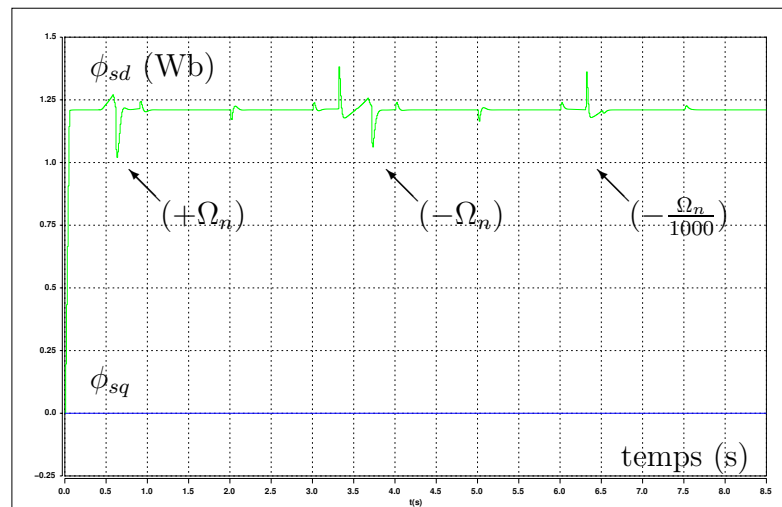


FIG. 3.17: Composantes du flux statorique

Sur cette figure, il apparaît que les impacts du couple de charge ont peu d'effet sur l'état magnétique de la machine. Par contre, les changements de vitesse et en particulier les discontinuités de la loi de répartition des pulsations qui les accompagnent ont une influence. Des oscillations pouvant aller jusqu'à plus de 10% du flux nominal sont visibles sur la réponse de la composante directe du flux statorique.

Des trois figures précédentes, (Fig. 3.14, Fig. 3.16, Fig. 3.17), nous pouvons conclure que le comportement du système est satisfaisant du point de vue mécanique et magnétique. Le comportement en fréquence des signaux pourrait cependant être amélioré. Nous pouvons tout de même être satisfait, car bien que possédant une erreur statique en régime permanent, la loi de répartition des pulsations s'applique correctement. Notamment lors de la magnétisation de la machine

(vitesse nulle), les fréquences des signaux de la machine, (courants, tensions, flux) sont égaux à la fréquence minimale de fonctionnement désirée  $f_{emin}$ .

### 3.6.2.2 Plage de variation classique

La réponse en vitesse du système dans cette plage de variation ne présente aucune différence par rapport à la réponse déjà obtenue (Fig. 3.14). On pourra donc s'y reporter. La figure 3.18 présente les réponses des pulsations.

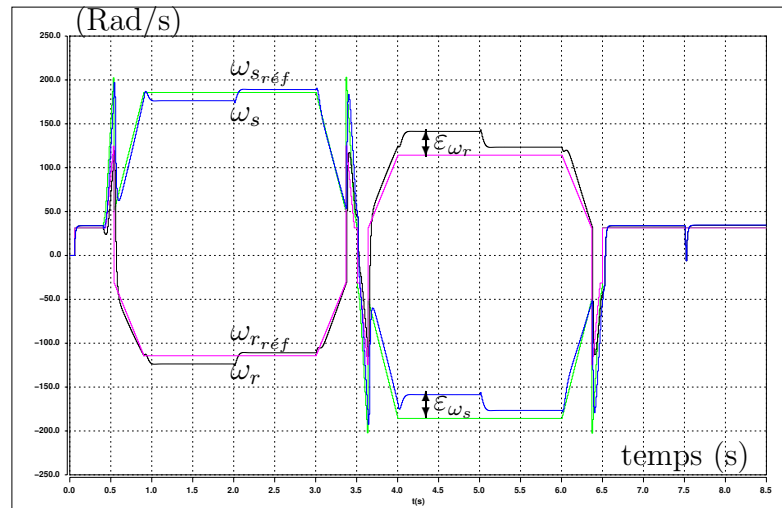


FIG. 3.18: Pulsations désirées et mesurées

Les impacts du couple de charge sont à nouveau absorbés par les pulsations. Dans cette figure les erreurs statiques sont moindres comme cela sera discuté plus loin. La réponse des composantes du flux statorique, donnée sur la figure 3.19, confirme cette idée.

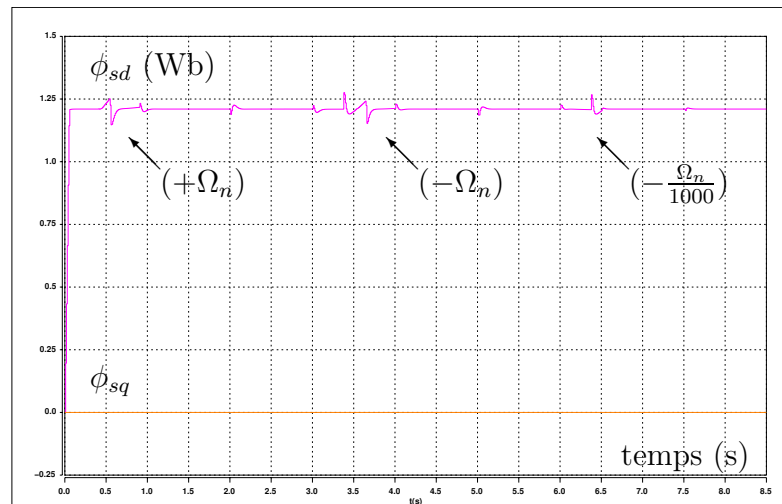


FIG. 3.19: Composantes du flux statorique

Le fait d'adopter une définition dite "classique" des pulsations de transition, entraîne une discontinuité moindre au niveau des fréquences. Cela se traduit par une réduction des oscillations du flux.

### 3.6.2.3 Plage de variation avec discontinuité minimale

Les réponses de la vitesse et des pulsations sont très similaires aux courbes déjà présentées (Fig. 3.14, Fig. 3.18), on ne les présentera donc pas. Précisons que les erreurs statiques et de traînages commises sur les pulsations sont moins élevées. La réponse des composantes du flux statorique, présentée sur la figure 3.20, montre que des discontinuités de fréquences faibles ont une influence directe sur le comportement oscillatoire du flux.

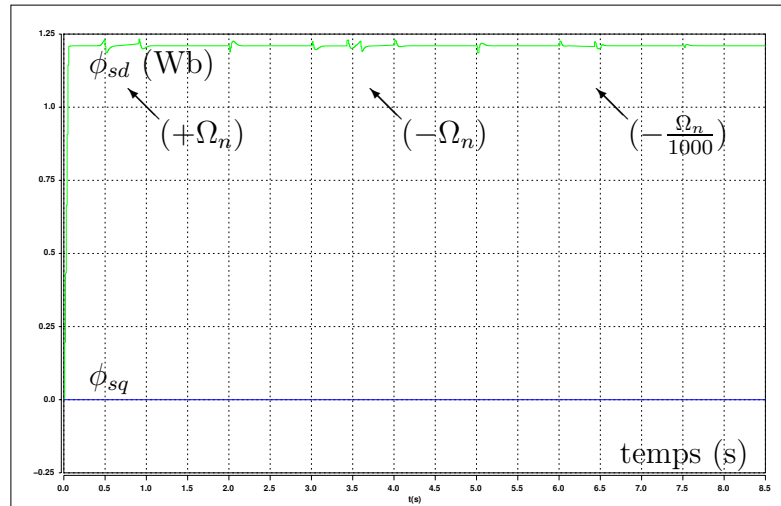


FIG. 3.20: Composantes du flux statorique

Dans cette stratégie, les oscillations maximales constatées sont inférieures à 5% du flux nominal.

### 3.6.2.4 Application du critère IAE

Nous définissons le critère IAE appliqué à l'erreur de flux statorique comme étant :

$$\begin{aligned} \varepsilon_{\phi_s} &= \phi_{sd_{réf}} - \|\phi_s\| \\ IAE_{\phi_s} &= \int_0^T |\varepsilon_{\phi_s}| dt \end{aligned} \quad (3.45)$$

De façon identique, le critère IAE appliqué à l'erreur de pulsation statorique est :

$$\begin{aligned} \varepsilon_{\omega_s} &= \omega_{s_{réf}} - \omega_s \\ IAE_{\omega_s} &= \int_0^T |\varepsilon_{\omega_s}| dt \end{aligned} \quad (3.46)$$

Nous donnerons les valeurs du critère pour :

1.  $t_1 = 0.3s$ , lors de la magnétisation de la machine
2.  $t_2 = 1.5s$ , régime permanent après une consigne de vitesse nominale
3.  $t_3 = 2.5s$ , régime permanent après une consigne de vitesse nominale et impact du couple de charge.

Domaine de variation	Magnétisation $t_1 = 0.3s$		Vitesse nominale $t_2 = 1.5s$		Vitesse nominale avec $C_r$ $t_3 = 2.5s$	
	$IAE_{\phi_s}$	$IAE_{\omega_s}$	$IAE_{\phi_s}$	$IAE_{\omega_s}$	$IAE_{\phi_s}$	$IAE_{\omega_s}$
Plage de variation maximale	0.033	0.78	0.048	47.823	0.05	85.11
Plage de variation classique	0.033	0.78	0.04	15.883	0.041	22.34
Plage de variation avec discontinuité minimale	0.033	0.78	0.0369	13.819	0.038	20.334

TAB. 3.5: Critères IAE

Une valeur importante du critère à chacun de ces instants, nous permettra de trancher sur plusieurs influences. Le tableau 3.5 présente les résultats de l'application de ce critère aux trois instants établis.

Nous pouvons dire que lors de la magnétisation, ( $t_1 = 0.3s$ ), l'erreur commise sur le flux statorique dans l'axe  $d$  et sur la pulsation statorique est minimale. L'imposition d'une fréquence minimale de fonctionnement  $f_{min}$  ne nous contraint donc pas et n'entraîne pas une augmentation du critère.

Dans l'ensemble, la première évolution "importante" du critère intervient lors du passage de la vitesse nulle à la vitesse nominale. C'est lors de l'application de la loi de répartition des pulsations que le cumul des erreurs grandit. Nous pouvons conclure que les erreurs cumulées sur le flux ne sont pas importantes mais révèlent toutefois des oscillations (augmentation du critère). Lorsque nous adoptons des pulsations de transition de façon à avoir des plages de variation des puissances maximales, les oscillations sont plus importantes que lorsque nous prenons soin de minimiser cette plage de variation. Effectivement, le critère est plus important. L'impact de couple de charge a peu d'influence, le critère évolue très peu après l'impact. Il apparaît que pour cette stratégie, choisir des pulsations de transition qui minimisent les discontinuités des fréquences semble être la meilleure option pour maîtriser le flux.

Si nous analysons maintenant l'évolution du critère IAE pour la pulsation statorique, nous pouvons conclure que le choix de la pulsation de transition a une forte influence, mais aussi que la globalité de la stratégie choisie (modèle en courant, régulateur de vitesse réparti, régulateur linéaire...) n'est pas satisfaisante. En effet, la forte augmentation du critère entre une vitesse nulle et une vitesse nominale, démontre que la pulsation a subi de fortes oscillations (discontinuités avec erreur de traînage) mais aussi qu'il existe une erreur statique en régime permanent. Cette idée est confirmée par le fait qu'après l'impact du couple de charge ( $t_3 = 2.5s$ ), le critère a encore fortement augmenté. La figure 3.14 confirme cette affirmation. Une conclusion s'impose : l'utilisation d'une pulsation de transition telle que la plage de variation des pulsations soit maximale ne se justifie pas, car elle entraîne une erreur statique au niveau des pulsations et donc en régime permanent nous commettons une erreur sur la répartition des puissances.

### 3.6.3 Imposition angulaire

Nous allons appliquer la méthode d'imposition angulaire avec les trois définitions des pulsations de transition. Le cycle de vitesse présenté sera à nouveau utilisé.

#### 3.6.3.1 Plage de variation maximale

Lorsque nous adoptons la méthode de l'imposition angulaire pour appliquer la répartition des puissances, nous obtenons une réponse en vitesse de la machine représentée sur la figure 3.21.

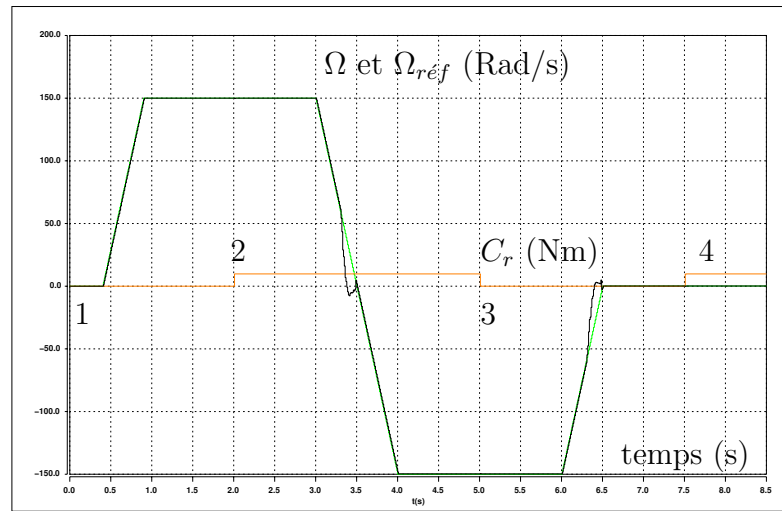


FIG. 3.21: Référence et vitesse mesurée

Nous constatons que dans cette réponse en vitesse, il y a une erreur de traînage lors du changement de vitesse de référence. L'erreur statique est nulle, mais cette perte de contrôle de la vitesse n'est pas satisfaisante.

Le comportement des pulsations, est présenté sur la figure 3.22.

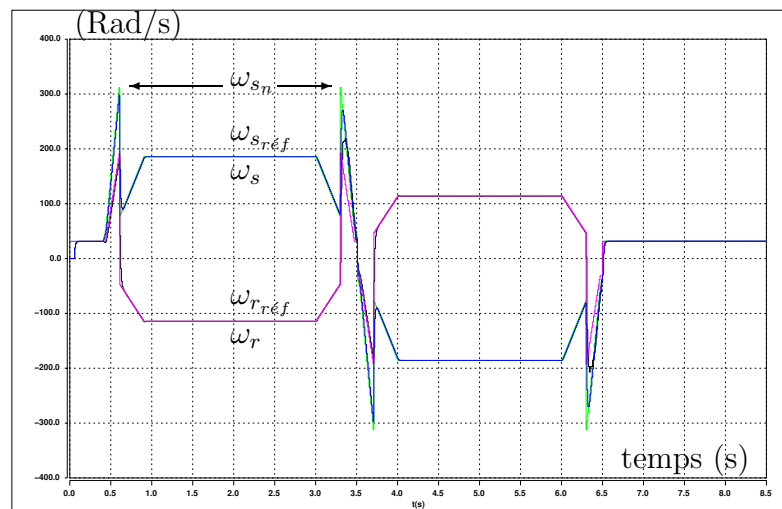


FIG. 3.22: Pulsations désirées et mesurées

Cette réponse montre que la perte de contrôle de la vitesse survient lorsque la



discontinuité de pulsation intervient. Il n'y a plus d'erreur statique en régime permanent. Les pulsations suivent parfaitement les références demandées y compris dans la zone de très basse vitesse.

La réponse des composantes du flux statorique, est illustrée par la figure 3.23.

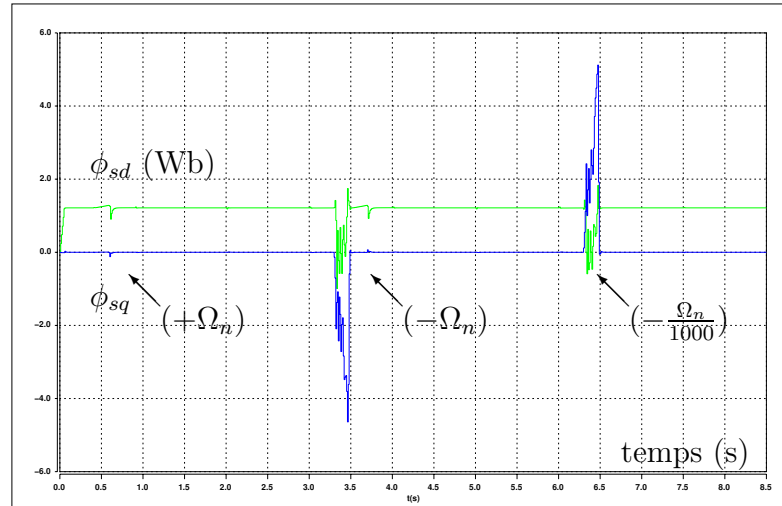


FIG. 3.23: Composantes du flux statorique

Nous pouvons constater une dépendance de l'état magnétique de la machine avec les discontinuités des pulsations. Effectivement, dans cette méthode de répartition des pulsations, la discontinuité exigée au niveau des références des pulsations se retrouve au niveau des angles servants aux transformations diphasées - triphasées. Par conséquent, le flux statorique, fortement lié au repère tournant, subit pleinement une variation brutale de l'angle de transformation  $\theta_s$ . En adoptant une pulsation de transition qui maximise l'amplitude la discontinuité, le flux subit une oscillation d'autant plus grande à cet instant. Nous avons un couplage entre le couple et le flux statorique, l'hypothèse  $\phi_{sq} = 0$  n'est plus vérifiée.

La figure 3.24 présente la réponse des composantes du courant statorique et du couple électromagnétique de la MADA.

Nous pouvons constater que le couple et les composantes du courant statorique subissent des oscillations non désirées lors des phases de transition de la vitesse de référence. Lors de ces phases de transition, et notamment lorsqu'on inverse le sens de rotation de la machine, le courant statorique direct, n'est plus asservi à zéro. De même, nous retrouvons sur la réponse du couple les oscillations vues sur la composante en quadrature du flux statorique. Nous ne pouvons pas assurer lors de ces phases de transition un découplage correct entre le flux orienté et le couple.

### 3.6.3.2 Plage de variation classique

Si nous appliquons la pulsation de transition  $\omega_{t1}$  liée à cette plage de variation, nous améliorons la réponse en vitesse du système, comme en témoigne la figure 3.25.

Il n'y a plus la perte de contrôle de la vitesse constatée précédemment.

La réponse des pulsations du système n'est pas changée, on se reportera donc à la figure 3.22. Au contraire, les composantes du flux statorique ont une réponse qui

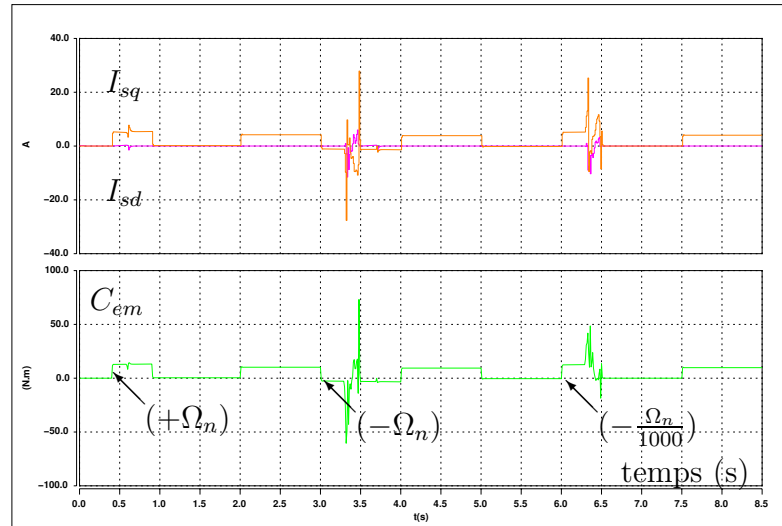


FIG. 3.24: Composantes du courant statorique et couple électromagnétique - Réglage angulaire

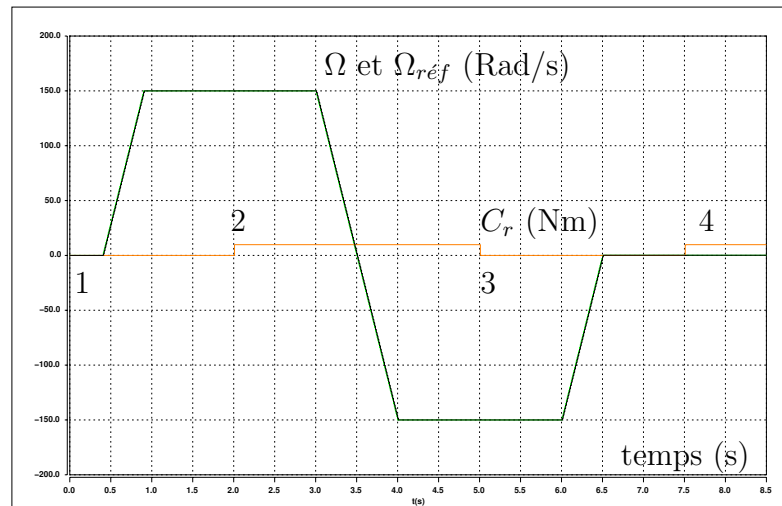


FIG. 3.25: Référence et vitesse mesurée

présente une amélioration. L'amélioration pourra être constaté par la consultation de la figure 3.26, du paragraphe suivant.

### 3.6.3.3 Plage de variation avec discontinuité minimale

Dans cette configuration des pulsations de transition, nous remarquons principalement le comportement du flux statorique. La figure 3.26 présente cette réponse.

Bien que les discontinuités de fréquence continuent à avoir une influence sur l'état magnétique de la machine (faibles oscillations des flux  $\phi_{sd}$  et  $\phi_{sq}$ ), nous considérons la réponse comme satisfaisante et répondant à nos exigences. L'amplitude maximale des oscillations de flux est inférieure à 5% du flux nominal. Les courbes des réponses de la vitesse et des pulsations sont similaires à celles présentées (Fig. 3.25 Fig. 3.22).

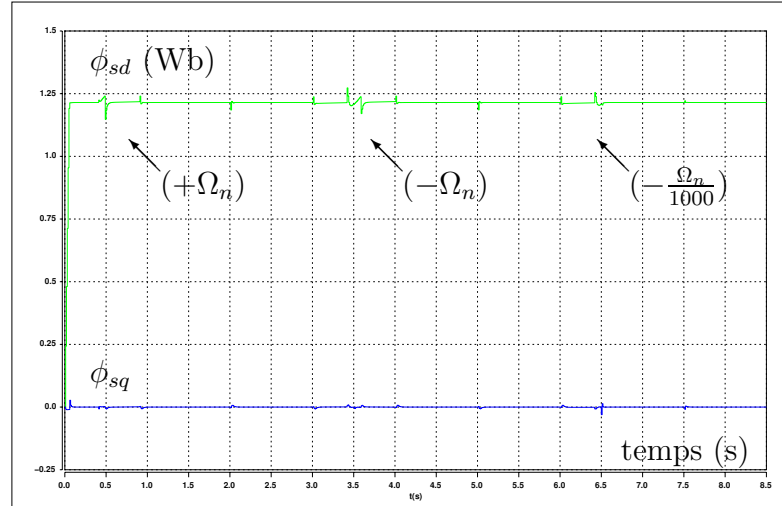


FIG. 3.26: Composantes du flux statorique

### 3.6.3.4 Application du critère IAE

Nous appliquons le critère IAE avec les mêmes exigences que précédemment (§3.6.2.4). Le tableau 3.6 présente les résultats.

Domaine de variation	Magnétisation $t_1 = 0.3s$		Vitesse nominale $t_2 = 1.5s$		Vitesse nominale avec $C_r$ $t_3 = 2.5s$	
	$IAE_{\phi_s}$	$IAE_{\omega_s}$	$IAE_{\phi_s}$	$IAE_{\omega_s}$	$IAE_{\phi_s}$	$IAE_{\omega_s}$
Plage de variation maximale	0.033	0.28	0.05	5.43	0.057	5.43
Plage de variation classique	0.032	0.28	0.043	4.1	0.049	4.1
Plage de variation avec discontinuité minimale	0.032	0.27	0.04	3.0	0.045	3.0

TAB. 3.6: Critères IAE

La première conclusion qui s'impose est que nous avons éliminé par le choix de cette méthode de répartition des puissances, l'erreur statique des pulsations en régime permanent. Le critère a une valeur nettement inférieure à celle trouvée précédemment. L'impact du couple de charge ne provoque pas d'augmentation du critère entre les instants  $t_2 = 1.5s$  et  $t_3 = 2.5s$ , on ne commet donc plus d'erreur statique sur les pulsations avec cette stratégie.

L'erreur cumulée commise sur le flux statorique reste raisonnable bien que par rapport aux conclusions précédentes (TAB. 3.5) pour la plage de variation maximale des pulsations, les résultats soient moins bons. Le critère confirme que le flux  $\phi_{sq}$  subit des oscillations (Fig. 3.23). Effectivement, entre les trois instants de calcul du critère, ce dernier augmente sans pour autant diverger. Cela corrobore les conclusions que nous avons tiré (§3.6.3.1).

## 3.7 Résultats de simulation - Modèle en flux échantillonné

### 3.7.1 Algorithme et schéma à programmer

Cette modélisation conduit à des fonctions de transfert communes par côtés de la machine.

$$\left\{ \begin{array}{l} T_{\varphi}^s(p) = \frac{1}{p + \frac{R_s}{L_s \sigma}} \\ T_{\varphi}^r(p) = \frac{1}{p + \frac{R_r}{L_r \sigma}} \end{array} \right. \quad (3.47)$$

Leur expression discrète est :

$$\left\{ \begin{array}{l} T_{\varphi}^s(z^{-1}) = \frac{z^{-1} a_{\varphi_s}}{1 - z^{-1} \varphi_s} \\ \varphi_s = \exp \frac{-T_e R_s}{L_s \sigma} \\ a_{\varphi_s} = \frac{L_s \sigma}{R_s} (1 - \varphi_s) \\ T_{\varphi}^r(z^{-1}) = \frac{z^{-1} a_{\varphi_r}}{1 - z^{-1} \varphi_r} \\ \varphi_r = \exp \frac{-T_e R_r}{L_r \sigma} \\ a_{\varphi_r} = \frac{L_r \sigma}{R_r} (1 - \varphi_r) \end{array} \right. \quad (3.48)$$

Les régulateurs que nous utiliserons seront des *PI* discrets dont l'expression a été définie précédemment (Eq. 3.40). Suivant le côté et l'axe de la machine que nous considérerons, nous aurons  $K = K_s$ ,  $\alpha = \alpha_s$  pour les axes  $d$  et  $q$  statoriques, ou  $K = K_r$ ,  $\alpha = \alpha_r$  pour les axes  $d$  et  $q$  rotoriques. L'algorithme discret donnant les tensions de référence à appliquer peut-être déduit :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{sd_{réf}}(k) = V_{sd_{réf}}(k-1) + K_s (\varepsilon_{\phi_{sd}}(k) - \alpha_s \varepsilon_{\phi_{sd}}(k-1)) \\ V_{sq_{réf}}(k) = V_{sq_{réf}}(k-1) + K_s (\varepsilon_{\phi_{sq}}(k) - \alpha_s \varepsilon_{\phi_{sq}}(k-1)) \\ V_{rd_{réf}}(k) = V_{rd_{réf}}(k-1) + K_r (\varepsilon_{\phi_{rd}}(k) - \alpha_r \varepsilon_{\phi_{rd}}(k-1)) \\ V_{rq_{réf}}(k) = V_{rq_{réf}}(k-1) + K_r (\varepsilon_{\phi_{rq}}(k) - \alpha_r \varepsilon_{\phi_{rq}}(k-1)) \end{array} \right. \quad (3.49)$$

Une limitation des tensions sera introduite.

Le schéma de cette régulation est établi sur la figure 3.27.

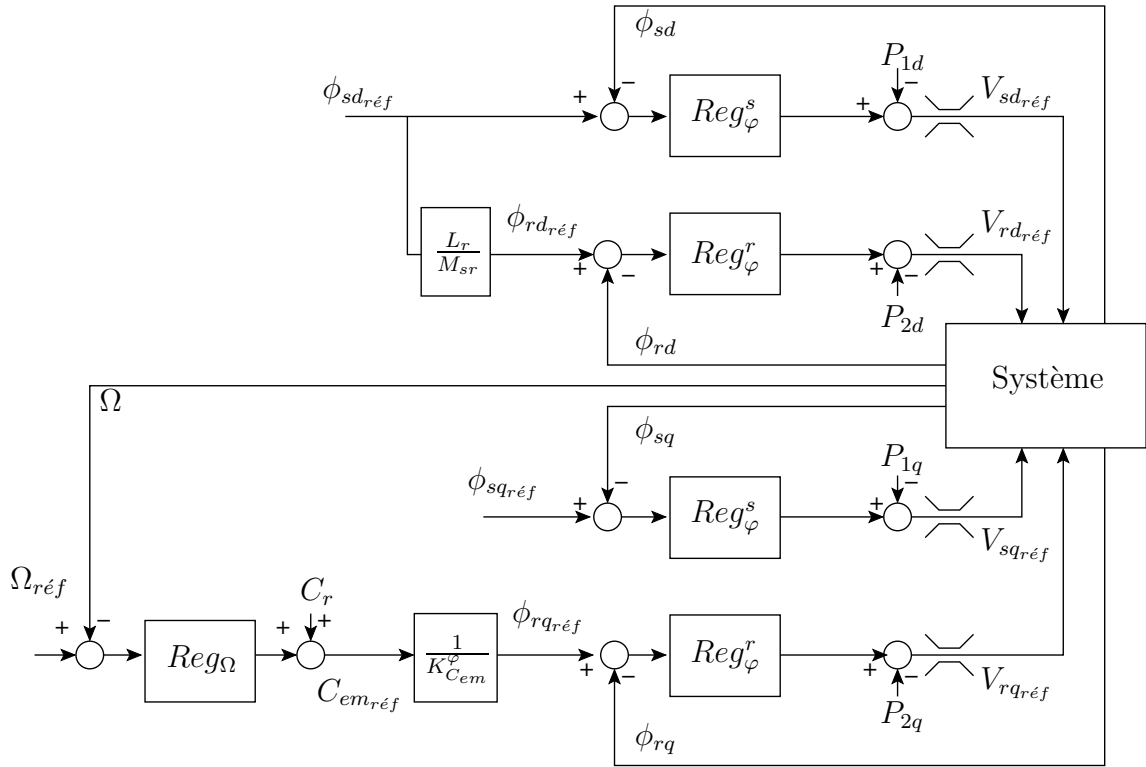


FIG. 3.27: Chaîne globale de régulation des flux

### 3.7.2 Régulateur de pulsations réparties

#### 3.7.2.1 Plage de variation maximale

Lorsque nous adoptons la méthode de deux régulateurs répartis pour appliquer la répartition des puissances, nous obtenons une réponse en vitesse de la machine représenté sur la figure 3.28.

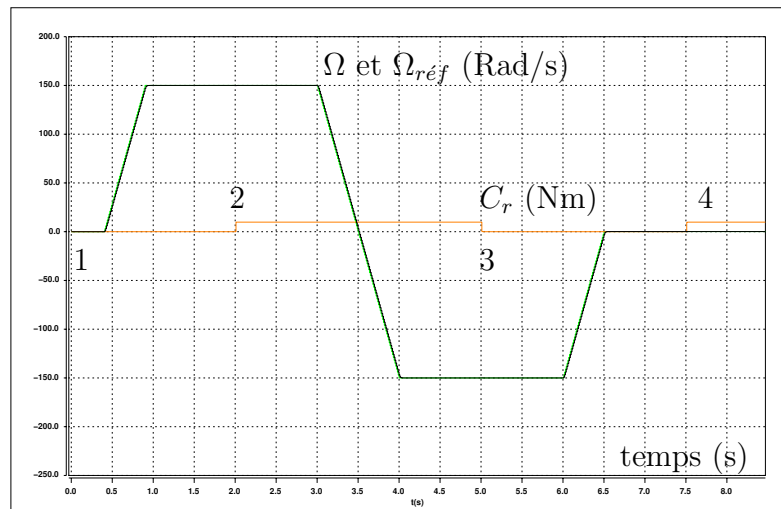


FIG. 3.28: Référence et vitesse mesurée

Nous ne pouvons pas déceler de différence flagrante et pénalisante dans cette réponse par rapport aux courbes déjà présentées. Dans les quatre zones de fonction-

nement exigées la vitesse est asservie. Nous en concluons, que la modélisation en flux et l'utilisation des modes liés aux flux pour la synthèse des régulateurs utilisés, sont satisfaisantes.

Le contrôle des pulsations est correct, comme l'illustre la figure 3.29.

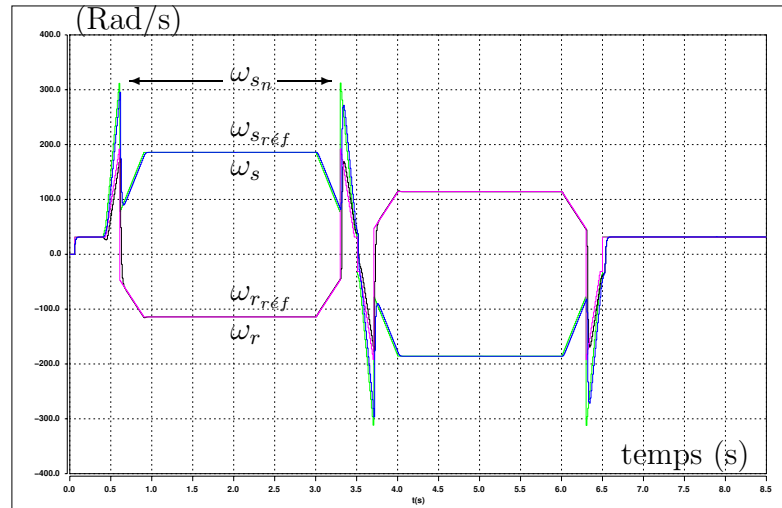


FIG. 3.29: Pulsations désirées et mesurées

Lors de la modélisation en courant, le principe de répartition des puissances par utilisation d'un régulateur réparti pour le contrôle de la vitesse conduisait à commettre une erreur statique sur la répartition des pulsations. Contrairement à ce résultat, la modélisation en flux permet d'utiliser la méthode de répartition des régulateurs sans commettre d'erreur. L'erreur de traînage est également amoindrie.

Le flux, bien que subissant de faibles oscillations aux instants de commutation entre les lois des fréquences, est très satisfaisant. La figure 3.30 en atteste.

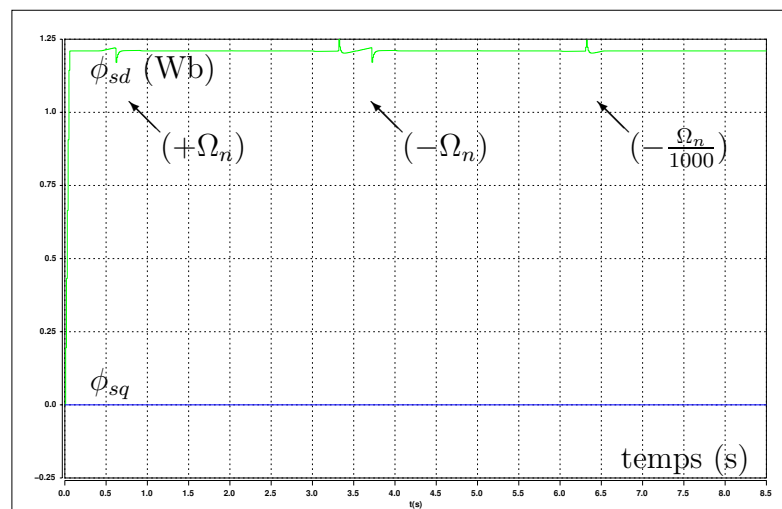


FIG. 3.30: Composantes du flux statorique

Nous retrouvons le découplage parfait entre l'axe direct, lié à l'état magnétique de la machine, et l'axe en quadrature, lié à la vitesse de rotation. L'impact du couple de charge n'a plus d'influence sur le flux. Les oscillations visibles ( $<5\%$  de

la valeur du flux nominal) sont dues aux discontinuités des fréquences dans la loi de répartition des pulsations.

### 3.7.2.2 Plage de variation classique

Les résultats des réponses en vitesse, en flux et des pulsations confirment les conclusions que nous venons de faire. La tendance générale est à l'amélioration des réponses des variables. Nous ne trouvons plus d'erreur statique sur les pulsations, la réponse en vitesse correspond toujours à notre volonté, et l'état magnétique de la machine est assuré. Les courbes sont très proches de celles déjà proposées, nous pourrions donc nous y référer (Fig. 3.28, Fig. 3.29 et Fig. 3.30).

### 3.7.2.3 Plage de variation avec discontinuité minimale

Dans cette configuration des pulsations de transition, nous présentons le comportement du flux statorique. La figure 3.31 illustre la réponse des composantes du flux statorique au cycle de vitesse adopté.

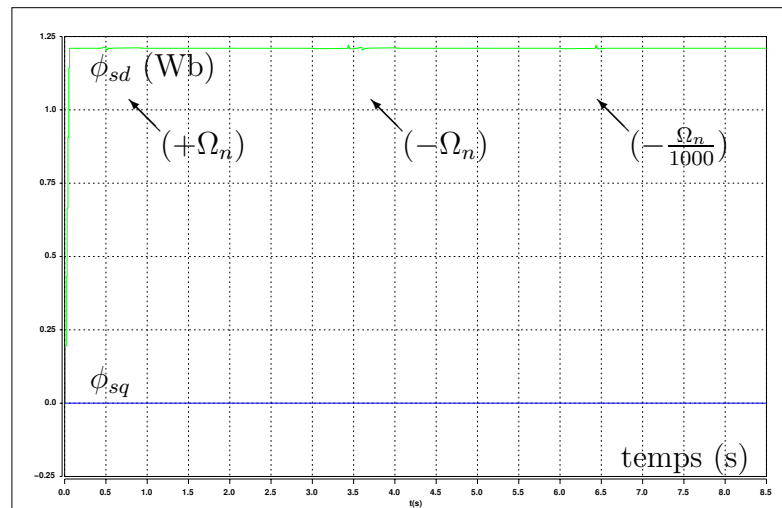


FIG. 3.31: Composantes du flux statorique

Nous avons repéré les changements de consigne de vitesse. Nous constatons que le flux dans cette plage de variation ne subit plus d'oscillations.

Les réponses de la vitesse et des pulsations sont identiques aux figures présentées (Fig. 3.28 Fig. 3.29).

### 3.7.2.4 Application du critère IAE

Nous appliquons le critère IAE avec les mêmes exigences que précédemment (§3.6.2.4). Le tableau 3.7 présente les résultats.

Globalement, nous sommes satisfaits des résultats délivrés par le critère. Les oscillations sur le flux et sur la pulsation statorique sont faibles. De plus l'erreur statique sur la pulsation n'apparaît pas comme nous pouvons le constater. En régime permanent, après impact du couple de charge, l'erreur cumulée sur la pulsation est quasiment égale à celle trouvée avant l'impact. Il n'y a donc pas d'erreur statique

Domaine de variation	Magnétisation $t_1 = 0.3s$		Vitesse nominale $t_2 = 1.5s$		Vitesse nominale avec $C_r$ $t_3 = 2.5s$	
	$IAE_{\phi_s}$	$IAE_{\omega_s}$	$IAE_{\phi_s}$	$IAE_{\omega_s}$	$IAE_{\phi_s}$	$IAE_{\omega_s}$
Plage de variation maximale	0.033	0.30	0.035	11.6	0.035	11.86
Plage de variation classique	0.033	0.29	0.034	8.71	0.034	8.9
Plage de variation avec discontinuité minimale	0.033	0.29	0.033	6.287	0.033	6.47

TAB. 3.7: Critères IAE

sur la pulsation statorique, et l'erreur de traînage est très faible. La zone de fonctionnement demandée, n'a pas d'influence sur les réponses des composantes du flux statorique, des pulsations ou de la vitesse.

Ce qui est original dans cette modélisation en flux c'est que le critère IAE appliqué au flux statorique dans l'axe  $d$  est très proche pour toutes les configurations. Effectivement, pour toutes les configurations

1. de plage de variation des pulsations
2. ou des instants de calcul.

le critère a des valeurs très proches. Cela est traduit par des réponses temporelles des composantes du flux statorique sans oscillations et sans erreur statique. C'est pour l'instant, pour ce qui concerne le critère IAE dans sa globalité, la meilleure stratégie. En particulier, l'asservissement du flux est excellent.

### 3.7.3 Imposition angulaire

Nous décidons de répartir les puissances en imposant les angles. Notre stratégie de régulation est basée sur une modélisation en flux de la MADA.

#### 3.7.3.1 Plage de variation maximale

La réponse en vitesse de la machine est représentée sur la figure 3.32. La réponse est très satisfaisante, les impacts du couple de charge n'ont pas d'influence sur la vitesse de la machine. Le comportement à basse vitesse est très satisfaisant, la référence est atteinte et suivie, et ceci avec ou sans couple résistant.

Le contrôle des pulsations est très bon, comme l'illustre la figure 3.33. Les impacts du couple de charge n'ont aucun effet sur les lois de répartition des pulsations. Le flux ne nous satisfait pas car les discontinuités de fréquence (agissant directement par les angles de transformation) tendent à faire osciller la composante en quadrature du flux statorique. La figure 3.34 témoigne de la présence de ces oscillations.

Les oscillations n'interviennent qu'aux instants de commutation entre les lois de



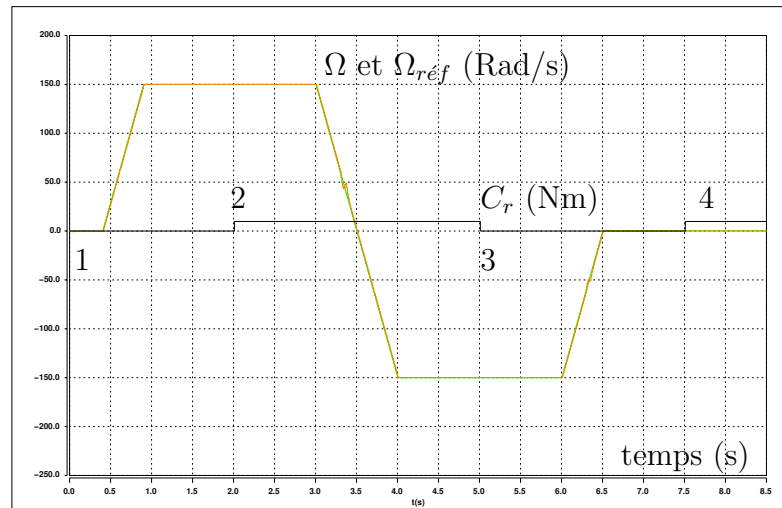


FIG. 3.32: Référence et vitesse mesurée

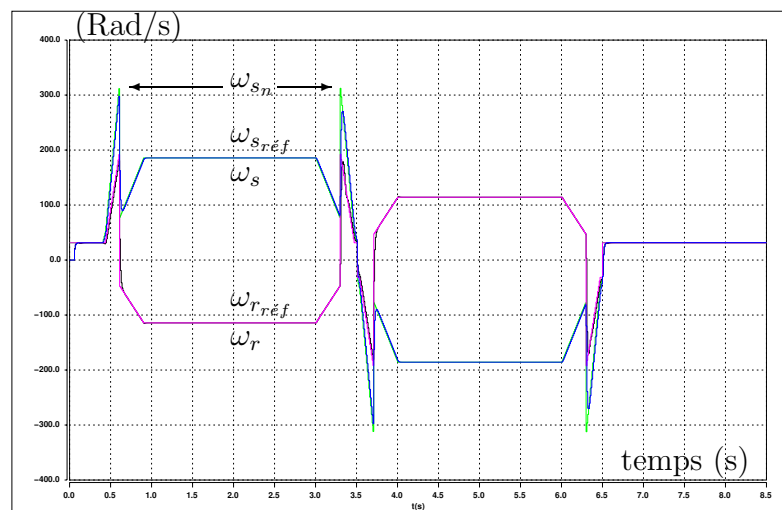


FIG. 3.33: Pulsations désirées et mesurées

répartition des pulsations. L'impact du couple de charge n'a pas d'influence. Les oscillations sont moins importantes que lorsque la modélisation en courant est utilisée. Le modèle en flux permet un bon asservissement du flux. Effectivement, son contrôle est "direct". Mais nous ne garantissons plus l'indépendance du couple et du flux statorique. La figure 3.35 présente les résultats de simulation obtenus pour le couple électromagnétique et les composantes du flux rotorique. Effectivement, dans cette modélisation, c'est le flux rotorique dans l'axe  $q$  qui est l'image du couple électromagnétique.

Les discontinuités et l'interaction entre les deux composantes du flux rotorique et le couple électromagnétique sont visibles lors des changements de consigne de référence. Comme nous pouvons le constater il y a un découplage entre les axes direct et en quadrature. Les oscillations sur les deux flux directs sont faibles, alors qu'elles sont plus importantes sur les deux composantes des flux en quadratures. Par conséquent, le couple électromagnétique oscille aussi dans les mêmes proportions que les composantes des flux statorique et rotorique en quadrature. Nous en concluons que cette stratégie est performante pour le contrôle de l'état magnétique

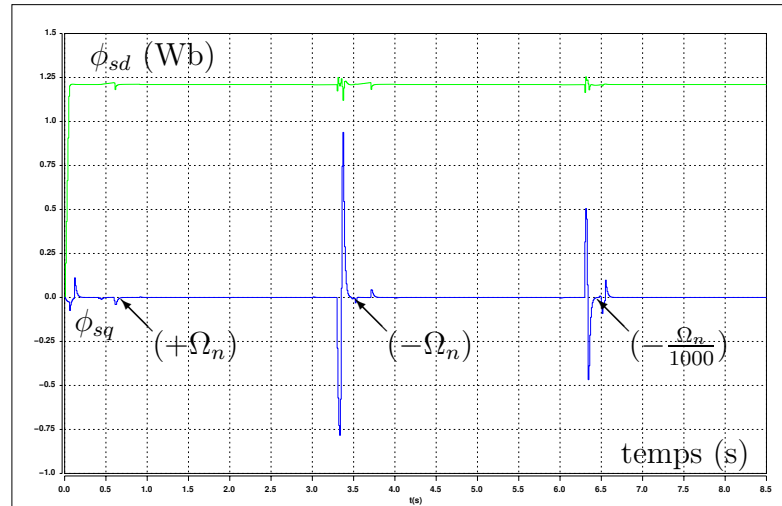


FIG. 3.34: Composantes du flux statorique

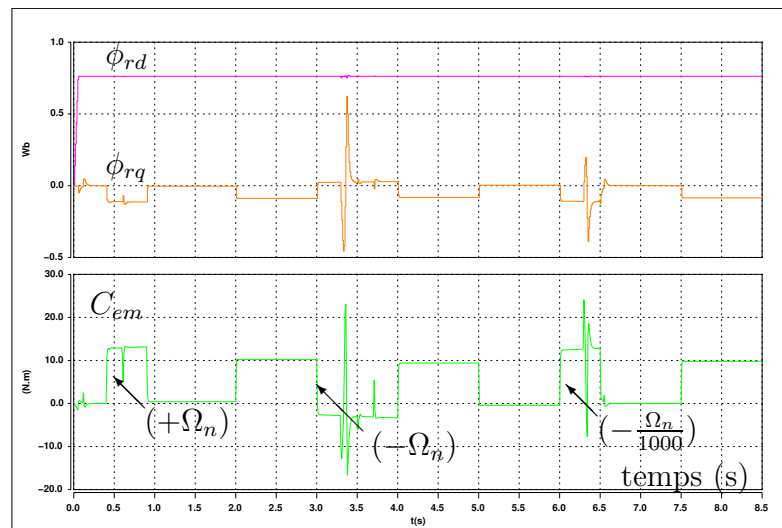


FIG. 3.35: Composantes du courant statorique et couple électromagnétique - Réglage angulaire

de la machine, mais que les oscillations vues sur les composantes en quadratures peuvent entraîner des saturations magnétiques au niveau des matériaux.

### 3.7.3.2 Plage de variation classique

Les résultats des réponses en vitesse, et des pulsations sont identiques aux figures présentées (Fig. 3.32, Fig. 3.33). La tendance pour la réponse des composantes du flux statorique est à l'amélioration. Effectivement les oscillations constatées sur le flux statorique en quadrature tendent à disparaître. La figure 3.36 le démontre. Nous pouvons considérer que les oscillations ne sont pas pénalisantes. Nous sommes satisfaits de constater qu'en changeant de plage de variation de pulsation, nous améliorons la réponse des variables garantissant l'état magnétique de la machine.

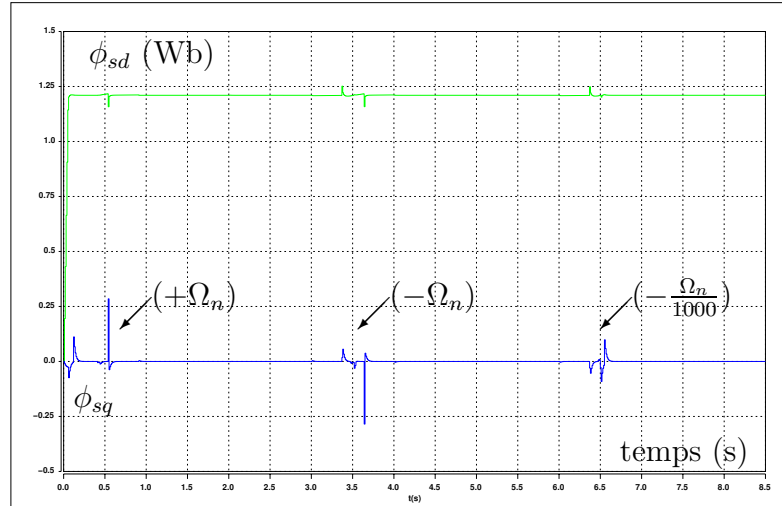


FIG. 3.36: Composantes du flux statorique

### 3.7.3.3 Plage de variation avec discontinuité minimale

Les réponses de la vitesse et des pulsations sont identiques aux figures présentées (Fig. 3.32 Fig. 3.33). Dans cette configuration des pulsations de transition, le comportement du flux statorique présente encore des oscillations. La figure 3.37 illustre la réponse des composantes du flux statorique au cycle de vitesse adopté.

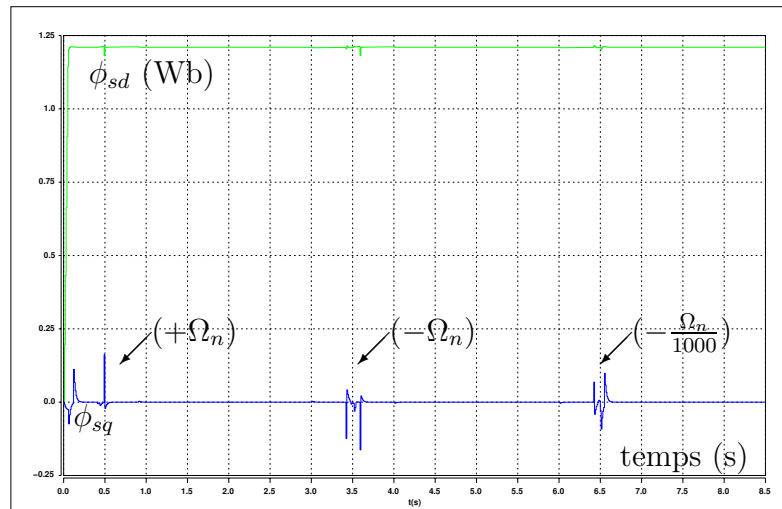


FIG. 3.37: Composantes du flux statorique

Une amélioration est cependant encore à noter au niveau de l'amplitude de ces oscillations : elle diminue. La discontinuité des fréquences a un impact direct pour cette stratégie de commande sur l'état magnétique de la machine.

### 3.7.3.4 Application du critère IAE

Le critère IAE est appliqué avec les mêmes exigences que précédemment (§3.6.2.4). Le tableau 3.8 présente les résultats. Nous avons à travers le critère démontré qu'il n'y a pas d'erreur statique commise, que ce soit pour le flux ou pour la pulsation.

Domaine de variation	Magnétisation $t_1 = 0.3s$		Vitesse nominale $t_2 = 1.5s$		Vitesse nominale avec $C_r$ $t_3 = 2.5s$	
	$IAE_{\phi_s}$	$IAE_{\omega_s}$	$IAE_{\phi_s}$	$IAE_{\omega_s}$	$IAE_{\phi_s}$	$IAE_{\omega_s}$
Plage de variation maximale	0.033	0.28	0.035	5.43	0.035	5.43
Plage de variation classique	0.033	0.28	0.034	4.1	0.034	4.1
Plage de variation avec discontinuité minimale	0.033	0.28	0.034	3	0.034	3

TAB. 3.8: Critères IAE

Par rapport aux résultats précédents et aux figures présentées pour cette stratégie, nous constatons que les oscillations de la composante en quadrature du flux statorique ne sont pas visibles lors de l'évaluation du critère. Du point de vue du contrôle de l'état magnétique de la MADA, nous sommes donc satisfait.

L'évaluation du critère pour la pulsation statorique est la meilleure des stratégies présentées. Le critère est minimal. Nous avons donc un meilleur contrôle de la fréquence des signaux de la MADA.

### 3.8 Conclusions à partir du critère IAE

Ce critère a été appliqué à deux variables et à trois instants choisis. Les instants pris pour l'évaluation du critère sont :

1. en régime permanent en fin de magnétisation,  $t_1 = 0.3s$ ,
2. en régime permanent après une consigne de vitesse nominale,  $t_2 = 1.5s$ ,
3. en régime permanent après application d'une consigne de vitesse nominale et d'un couple de charge,  $t_3 = 2.5s$ .

Nous pouvons ainsi statuer dans chaque cas sur l'erreur cumulée, commise sur les deux variables auxquelles nous nous intéressons. Ainsi, nous verrons dans quel cas le critère est minimal

1. lors de la magnétisation. Cela nous permettra également de statuer sur l'influence de l'imposition d'une fréquence minimale de fonctionnement.
2. après une consigne de vitesse nominale. Nous pourrions statuer sur l'influence de la commutation entre les lois de répartition des pulsations.
3. après un impact de couple de charge alors que la vitesse est nominale. Nous statuerons ainsi sur l'influence de cet impact.

Les variables concernées par l'évaluation du critère ont été le flux statorique et la pulsation statorique. Nous pouvons statuer grâce au critère sur l'état magnétique de la machine d'une part et d'autre part sur la répartition des puissances.

L'analyse de l'évolution du critère IAE appliqué au flux statorique, révèle pour une modélisation en courant de la MADA, une augmentation de ce dernier lorsque la discontinuité imposée par les fréquences est importante. Globalement, le critère reste très acceptable. La modélisation en flux semble plus performante. Pourtant, un contrôle basé sur cette stratégie peut être sensible aux pulsations de transition (plage de variation maximale, classique ou à discontinuité minimale) si il est associé à une stratégie de répartition des puissances par imposition angulaire (§3.7.3.1). Nous pensons que le contrôle direct du flux statorique améliore les performances et minimise le critère IAE.

L'analyse de l'évolution du critère IAE appliqué à la pulsation statorique est plus complexe. En effet le critère est variable suivant, la modélisation choisie, la plage de variation utilisée et la méthode de répartition des pulsations adoptée. Lors d'une modélisation en courant, seule la méthode d'imposition angulaire donne des résultats satisfaisants. Effectivement, seule cette méthode de répartition des puissances ne conduit pas à une erreur statique en régime permanent sur les pulsations. Les meilleurs résultats sont trouvés pour une plage de variation des pulsations où la discontinuité des fréquences est minimale. Pour une modélisation en flux, nous avons un meilleur asservissement des pulsations. Effectivement nous n'avons plus d'erreur statique, et l'erreur de traînage est minimale. Les meilleurs résultats sont obtenus pour une répartition des puissances par imposition angulaire avec plage de variation minimisant la discontinuité des fréquences.

Globalement, les **meilleures évaluations du critère** sont obtenues pour une **modélisation en flux**, une répartition des puissances imposées par la **relation angulaire**, et une plage de variation des fréquences **minimisant la discontinuité des fréquences**. L'imposition d'une fréquence minimale de fonctionnement ne pose pas de problèmes. Et dans la mesure où on choisit des pulsations de transitions minimisant la discontinuité des fréquences, la répartition des pulsations est correctement obtenue.

## 3.9 Influence de l'utilisation d'un modulateur de type MLI sur les simulations

### 3.9.1 Modulation à Largeur d'Impulsion utilisée

Nous allons utiliser pour ces simulations, un Modulateur à Largeur d'Impulsion de type régulière symétrique [58]. Les temps morts utilisés seront de  $T_{mort} = 4\mu s$ . La fréquence d'échantillonnage et la fréquence de découpage sont de  $T_e = 200\mu s$ .

### 3.9.2 Résultats pour une modélisation en courant échantillonnée

Nous testerons dans ce paragraphe l'influence d'un modulateur MLI, avec des temps morts. Nous utiliserons une modélisation en courant échantillonnée, avec des régulateurs répartis pour mettre en oeuvre la régulation des puissances, et des pulsations de transition minimisant la discontinuité des fréquences. Le cycle de vitesse précédemment proposé marche très bien lorsque nous rajoutons le modula-

teur MLI avec temps morts. Nous avons changé la consigne de vitesse faible, car pour  $\frac{\Omega_n}{1000}$  nous n'obtenions pas un fonctionnement satisfaisant. Nous avons choisi comme consigne de vitesse faible  $\Omega_{réf} = \frac{\Omega_n}{20}$ . La figure 3.38 présente ce cycle de vitesse ainsi que les résultats obtenus.

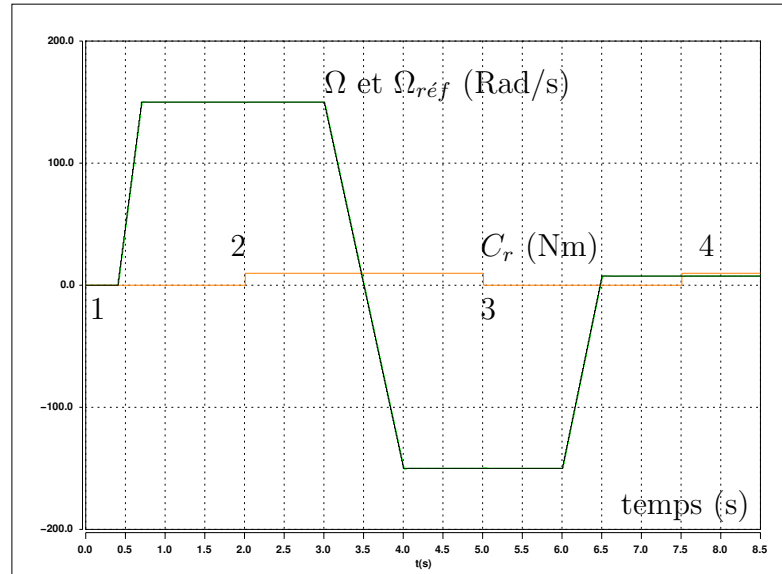


FIG. 3.38: Référence et vitesse mesurée

La réponse de la vitesse est très satisfaisante dans les quatre zones de fonctionnement.

Pour ce cycle de vitesse, le flux est fortement perturbé. Nous pouvons voir sur la figure 3.39 que c'est principalement la composante dans l'axe  $q$  du flux statorique qui oscille.

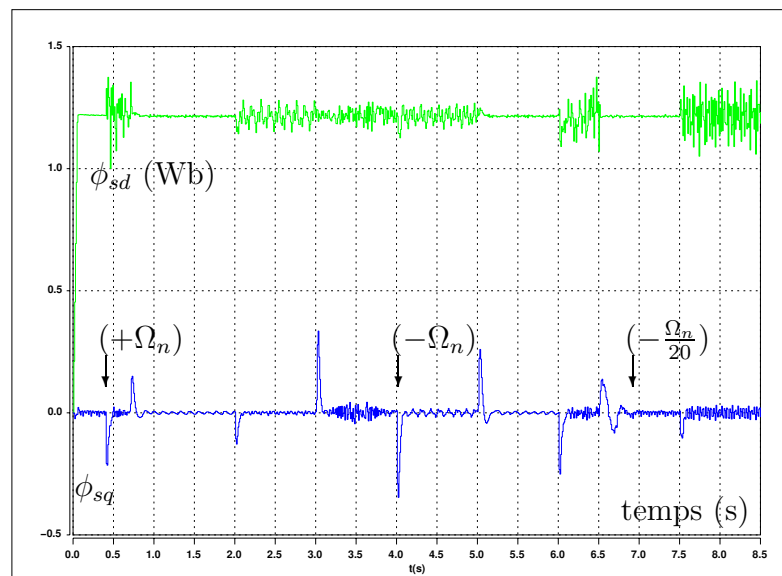


FIG. 3.39: Composantes du flux statorique

Les changements de consigne de vitesse, l'impact du couple de charge, tout est susceptible de faire osciller le flux statorique. Le critère IAE confirme cette tendance

oscillatoire du flux. Le tableau 3.9 présente cette augmentation du critère appliqué au flux statorique.

Domaine de variation	Magnétisation	Vitesse nominale	Vitesse nominale avec $C_r$
		$t_1 = 0.3s$	$t_2 = 1.5s$
Plage de variation avec discontinuité minimale	0.033	0.061	0.076

TAB. 3.9: Critère IAE appliqué au flux statorique

La figure 3.40 illustre la répartition des puissances actives et l'évolution de la puissance réactive statorique.

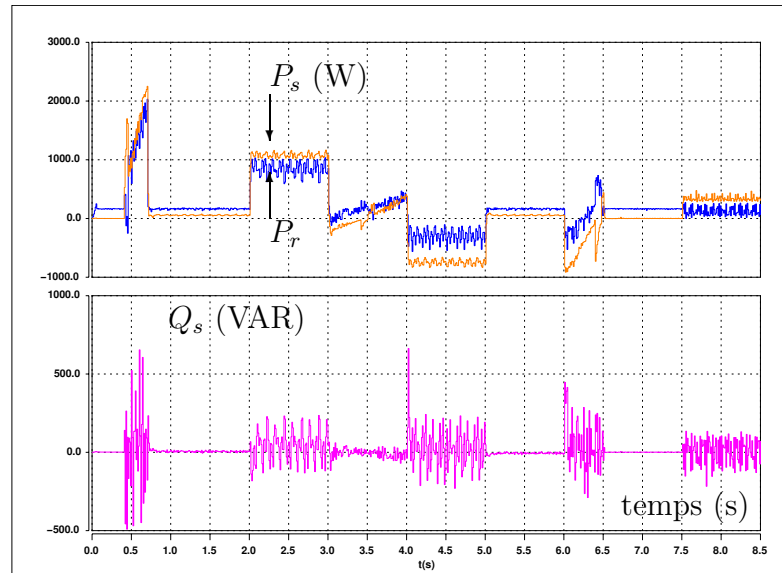


FIG. 3.40: Puissances actives statoriques et rotoriques, puissance réactive statorique

Les puissances actives sont bien réparties, alors que la puissance réactive reste proche de zéro. Nous constatons qu'effectivement, les deux puissances actives non nulles participent à la puissance mécanique engagée. Nous traçons sur la figure 3.41 l'évolution du critère  $\frac{|P_s|}{|P_r|}$ .

Nous constatons que nous n'atteignons pas en régime permanent la valeur du coefficient de répartition  $k_{pm}$  signalé par une ligne horizontale. Bien que la conclusion soit difficile à faire, la répartition des puissances s'effectue bien, mais les approximations faites (nous avons négligé l'influence des termes résistifs) entraînent une mauvaise valeur de répartition. Pourtant, entre les instants  $t = 2s - t = 3s$  et  $t = 4s - t = 5s$ , qui correspondent aux instants où la vitesse est nominale et où le couple résistant est égal au couple nominal de la machine, la valeur du coefficient mesuré n'est pas très éloignée de la valeur théorique.

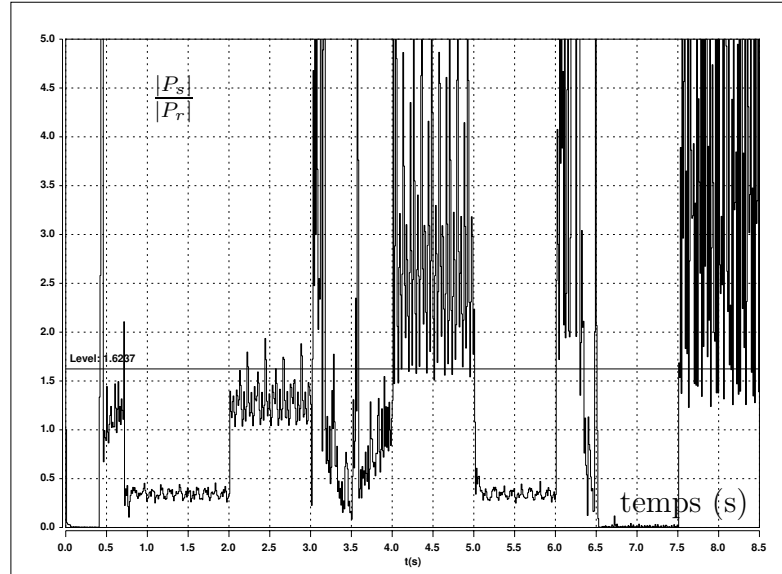


FIG. 3.41: Rapport des puissances actives

### 3.9.3 Résultats pour une modélisation en flux échantillonnée

Afin de tester l'influence de l'introduction de temps morts, nous allons nous placer pour cette modélisation dans le cas le plus favorable. Il s'agit d'imposer la répartition des pulsations grâce à la stratégie d'imposition angulaire, avec une plage de variation des pulsations minimisant la discontinuité des fréquences.

Pour ce cycle de vitesse, la composante du flux en quadrature subit quelques oscillations qui n'étaient pas présentes lors des essais sans prise en compte des temps morts. La figure 3.42 présente les réponses des deux composantes du flux statorique au cycle de vitesse précédent.

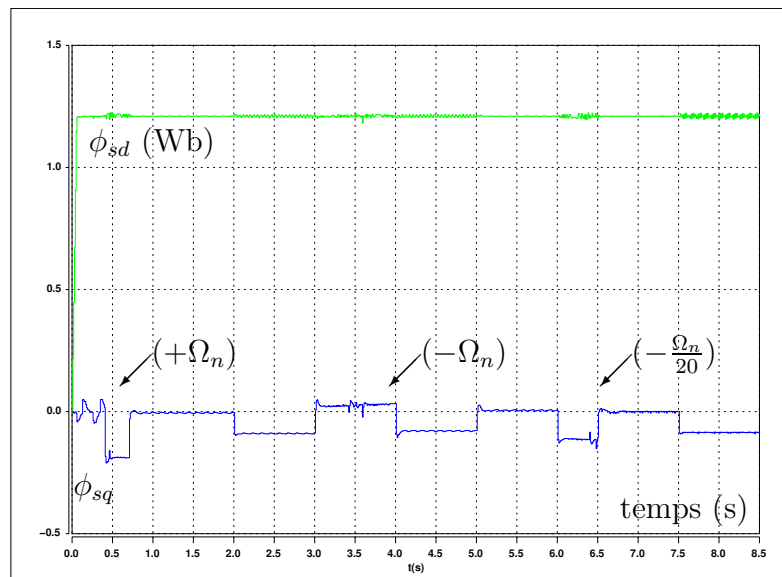


FIG. 3.42: Composantes du flux statorique

La composante en quadrature du flux statorique présente une forte sensibilité aux



variations des fréquences et aux impacts du couple de charge. L'analyse du critère IAE présentée sur le tableau 3.10 témoigne des oscillations du flux statorique.

Domaine de variation	Magnétisation	Vitesse nominale	Vitesse nominale avec $C_r$
	$t_1 = 0.3s$	$t_2 = 1.5s$	$t_3 = 2.5s$
Plage de variation avec discontinuité minimale	0.033	0.035	0.037

TAB. 3.10: Critère IAE appliqué au flux statorique

Effectivement, l'augmentation du critère avant et après l'impact du couple de charge, confirme ces oscillations. Nous pouvons constater que cette augmentation est quand même limitée en amplitude. Nous pouvons considérer que la réponse du flux statorique est très acceptable.

Si nous nous intéressons maintenant aux puissances en jeu dans la machine, nous retrouvons des résultats identiques à ceux de R. GHOSN [22]. Les puissances statoriques et rotoriques sont réparties à un coefficient près (il devrait être égal à  $k_{pn}$ ) en régime permanent. La figure 3.43 illustre cette répartition des puissances.

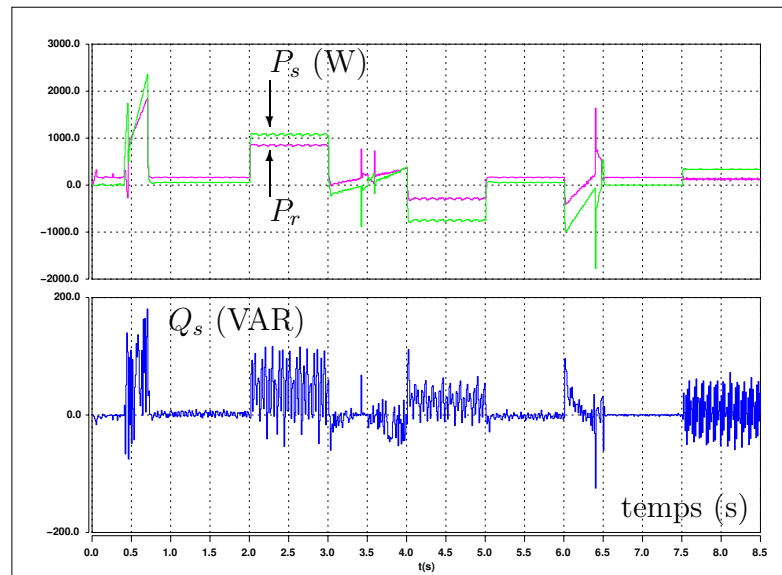


FIG. 3.43: Puissances actives statoriques et rotoriques, puissance réactive statorique

La puissance réactive statorique reste proche de zéro. Nous pourrions considérer que le facteur de puissance ( $\cos(\varphi)$ ), est proche de l'unité. L'expression du coefficient qui existe entre les deux puissances actives nous conduit à présenter la figure 3.44. L'expression du rapport  $\frac{|P_s|}{|P_r|}$  entre les puissances actives statoriques et rotoriques ne nous donne pas satisfaction. Si nous considérons les zones de régime permanent (sans considérer la plage de variation où la vitesse est faible), nous ne trouvons jamais la valeur du coefficient  $k_{pn}$ . Les mêmes conclusions que précédemment peuvent être tirées, les approximations que nous avons faites ne nous permette pas de converger vers un rapport de proportionnalité constant en régime

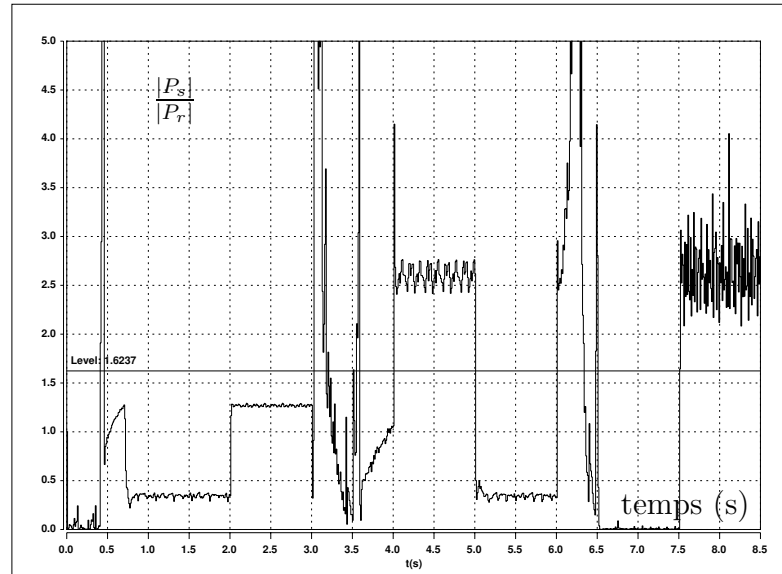


FIG. 3.44: Rapport des puissances actives

permanent entre les puissances actives. Il y a pourtant une stabilisation de ce critère en régime permanent : par exemple, entre les instants  $t = 1s - t = 2s$  et  $t = 2s - t = 3s$ , mais la valeur n'est pas constante. On peut se demander si les pertes que nous avons négligées ne viendraient pas perturber cette répartition.

### 3.9.4 Conclusion sur les effets d'une Modulation à Largeur d'Impulsion

Nous avons vu que les effets délivrés par l'emploi d'un modulateur à largeur d'impulsion n'étaient pas négligeables. Le comportement des composantes du flux statorique est particulièrement sensible à l'introduction d'un modulateur avec temps morts. La réponse la plus stable et la plus satisfaisante est donné par le contrôle obtenu par une **modélisation en flux** de la MADA. Nous avons opté dans ce contrôle pour une répartition de la puissance obtenue par **imposition angulaire**. Nous avons obtenu la même réponse avec une simulation dont les temps morts étaient de  $10\mu s$ . Nous pouvons penser que le contrôle appliqué avec cette modélisation présente une certaine robustesse à la Modulation de Largeur d'Impulsion.

### 3.10 Conclusion sur les contrôles linéaires

Au long de ce chapitre sur les contrôles linéaires, nous avons adopté des stratégies basées sur le **contrôle vectoriel à orientation de champ statorique**. Pour chacune des modélisations présentées, l'analyse du régime permanent nous permet de déterminer les références des signaux en vue de l'adéquation "*référence - objectif*".

En plus des objectifs propres au contrôle vectoriel (découpler le flux et le couple), nous avons choisi de continuer dans la démarche de **répartition des puissances** présentée par [22]. Pour chacune des modélisations, la répartition des puissances est équivalente à une **répartition des pulsations**. L'analyse de cette imposition des puissances nous amène à considérer plusieurs plages de variation possibles pour les pulsations. Effectivement, suivant la valeur des pulsations de transition, nous avons montré que la discontinuité de fréquence est plus ou moins importante. Nous avons donc statué sur **trois plages de variations des pulsations** permettant de conclure sur les effets de la discontinuité des fréquences.

La mise en oeuvre de la répartition des puissances, conduit à considérer un schéma comportant un **régulateur réparti de vitesse** appliqué aux pulsations, ou un régulateur de vitesse "classique" associé à une **imposition angulaire**. Le premier cas découle de l'analyse des équations et des schémas blocs du système. Le deuxième cas provient de l'inversion du schéma REM que nous avons élaboré au chapitre 2. Cette imposition angulaire consiste simplement à intégrer la pulsation de consigne et à l'appliquer sur les transformations de Park.

Les résultats de simulation sont données pour une modélisation en courant de la MADA ainsi que pour une modélisation en flux. Les conclusions démontrent que pour chaque modélisations, les meilleurs résultats, concernant les oscillations du flux statorique et de la pulsation statorique, sont trouvées pour une plage de variation minimisant la discontinuité des pulsations. Le critère utilisé dans chaque cas est le **critère IAE** (Integral time of Absolute magnitude of Error).

Nous avons alors pour chaque configuration optimale de commande, testé l'influence d'un **Modulateur à Largeur d'Impulsion**. Les temps morts utilisés ont une valeur de  $4\mu s$ . Les oscillations de flux ont été nettement augmenté, alors que la répartition des pulsations n'a pas été affectée. La meilleure stratégie a été trouvée pour une modélisation en flux. Dans cette configuration nous avons pu tester avec succès le cycle de vitesse avec des temps morts de  $10\mu s$ , soit 5% de  $T_e$ . Par contre, bien que la répartition des puissances soit effective, le rapport de proportionnalité de ces dernières ne satisfait pas nos exigences. La loi de répartition des puissances assure que le rapport des puissances actives statorique et rotorique est constant et égal au coefficient  $k_{pn}$ . Le fait que notre contrôle ne satisfasse pas cette exigence nous amène à penser qu'avoir négligé les termes résistifs n'est peut-être pas un choix judicieux. L'équivalence entre répartition des puissances et répartition des pulsations est aussi à repenser. Il est envisageable d'imposer les puissances sans passer par une loi de répartition des pulsations.

# Chapitre 4

## Commande à régime glissant appliquée à la MADA

### 4.1 Introduction

Comme nous l'avons précédemment annoncé, ce chapitre est dédié à la commande non-linéaire d'une MADA, alimentée par deux onduleurs de tension à MLI. Il s'agit d'une **Commande à Structure Variable** (CSV) qui dans la bibliographie du génie électrique porte le nom de **commande par mode de glissement**. Les commandes CSV sont réputées pour être des commandes robustes vis à vis des variations paramétriques et peu gourmandes en temps de calcul. Nous l'appliquerons successivement aux deux types de modélisations étudiées, modélisations en courant et en flux, et nous comparerons les résultats ainsi obtenus.

Afin de pouvoir statuer sur la validité ainsi que sur les performances de ce type de contrôle, nous nous fixons le même cahier des charges que celui utilisé lors du contrôle linéaire. Par conséquent, la répartition des puissances sera mise en oeuvre à travers deux méthodes :

- régulateurs répartis des pulsations
- réglage angulaire.

Nous présenterons dans un premier temps quelques éléments de la théorie de contrôle non-linéaire utilisant le mode de glissement. Les résultats de simulation obtenus avec ces différentes modélisations seront présentés. Une solution de réglage mixte sera également proposée de façon à n'exclure aucune configuration dans les conclusions.

## 4.2 Généralités sur la théorie du contrôle par mode de glissement

Dans les systèmes à structure variable utilisant la commande par mode de glissement, on peut trouver trois configurations de base pour la synthèse des différentes commandes. La première correspond à la structure la plus simple où la commutation a lieu au niveau de l'organe de commande lui-même. On l'appellera, structure par commutation au niveau de l'organe de commande. La deuxième structure fait intervenir la commutation au niveau d'une contre-réaction d'état. Et enfin, la dernière structure est une structure par commutation au niveau de l'organe de commande avec ajout de la "commande équivalente". Cette dernière structure est retenue pour la suite de notre étude.

### 4.2.1 Structure par commutation au niveau de l'organe de commande

Le schéma d'une structure par commutation au niveau de l'organe de commande est donné sur la figure 4.1. Cette structure de commande est la plus classique et

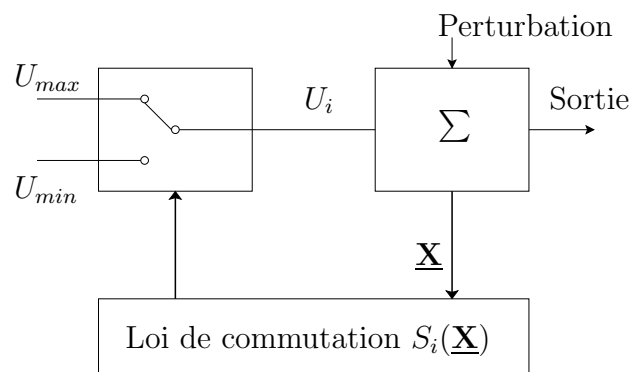


FIG. 4.1: Structure de régulation par commutation au niveau de l'organe de commande

la plus usitée. Elle correspond au fonctionnement *tout ou rien* des interrupteurs de puissance associés dans une grande majorité d'application aux variateurs de vitesse. Elle a été utilisée pour la commande moteurs pas-à-pas [7].

### 4.2.2 Structure par commutation au niveau d'une contre-réaction d'état

Nous pourrions consulter le schéma d'une telle structure sur la figure 4.2.

D'après les études menées précédemment [7], c'est la structure la moins exigeante au niveau de la sollicitation de la commande. Elle a été mise en oeuvre dans la commande de moteurs à courant continu et à aimants permanents, ainsi que dans la commande de machines à induction. Un ouvrage a été consacré à ce type de commande [13]. Elle s'appuie sur la commande par contre réaction d'état classique où le réglage de la dynamique du système est réalisé par les gains de réglage. La non linéarité provient de la commutation entre les gains donc on crée une commutation au niveau de la dynamique du système.

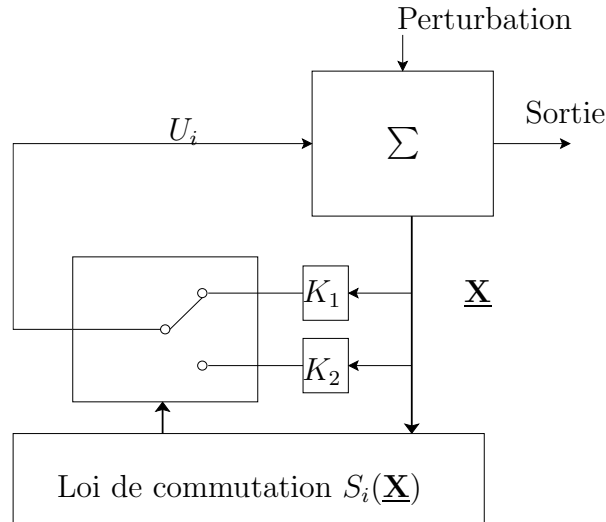


FIG. 4.2: Structure de régulation par commutation au niveau de la contre réaction d'état

### 4.2.3 Structure par commutation au niveau de l'organe de commande, avec ajout de la commande équivalente

Une telle structure dont le principe est montré sur la figure 4.3, présente un réel avantage. Elle permet de pré-positionner l'état futur du système grâce à la commande équivalente qui n'est rien d'autre que la valeur désirée du système en régime permanent. L'organe de commande est beaucoup moins sollicité, mais on est plus dépendant des variations paramétriques du fait de l'expression de cette commande équivalente.

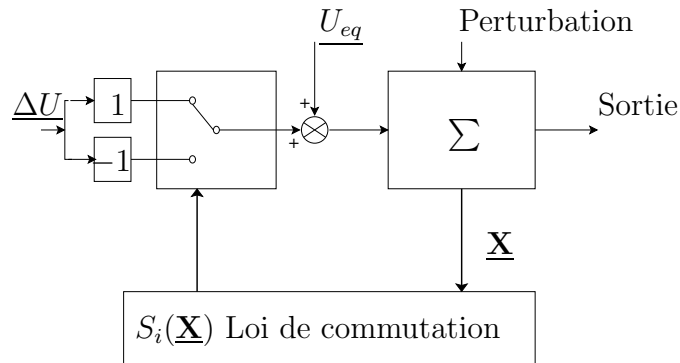


FIG. 4.3: Structure de régulation par ajout de la commande équivalente

Nous avons choisi de baser notre étude sur ce type de configuration de la commande, pour plusieurs raisons :

- une telle structure, de par sa constitution, est très simple et permet de moins solliciter la commande. Il nous semble en effet naturel d'ajouter la commande équivalente pour pré-positionner le système dans un état désiré permanent et stable, et de jouer ensuite sur le terme de commutation pour assurer la convergence vers cet état et pour y rester ensuite.
- cette méthode de commande a déjà été abordée dans les travaux antérieurs [30] et [55]. Les auteurs mentionnent des résultats très satisfaisants pour des

applications robotiques ainsi que des applications utilisant des machines à induction.

- nous avons voulu placer notre étude dans un cas original en utilisant une structure peu connue et peu usitée.

## 4.3 Principe de la commande à structure variable

### 4.3.1 Définition des systèmes non-linéaires

Le comportement des systèmes possédant des discontinuités peut être décrits formellement par l'équation :

$$\dot{\underline{\mathbf{X}}}(t) = \mathbf{f}(\underline{\mathbf{X}}, t, \underline{\mathbf{U}}) \quad (4.1)$$

$\underline{\mathbf{X}}$  est le vecteur d'état,  $t$  le temps et  $\mathbf{f}$  est la fonction décrivant l'évolution du système au cours du temps. Cette classe de système possède un terme qui représente à la fois la discontinuité et le contrôle,  $\underline{\mathbf{U}}$ .

Historiquement, les premiers régulateurs bâtis sur ce modèle ont été de simples relais. Faciles à mettre en oeuvre, ils ont représenté les prémices du contrôle par structure variable. Ils ont ainsi amené les automaticiens à développer une théorie qui puisse décrire un tel fonctionnement. Les bases d'une telle théorie ont été posées : il suffit de dire que le comportement du système est décrit par deux équations différentielles distinctes, suivant que l'équation d'évolution du système soit supérieure ou inférieure à une surface dénommée *hypersurface de commutation* où  $\underline{\mathbf{S}}(\underline{\mathbf{X}}, t) = (S_1(\underline{\mathbf{X}}) \dots S_m(\underline{\mathbf{X}}))$ . On a alors :

$$\underline{\mathbf{U}}(\underline{\mathbf{X}}) = \begin{cases} \underline{\mathbf{U}}^+(\underline{\mathbf{X}}) & \text{si } \underline{\mathbf{S}}(\underline{\mathbf{X}}) > 0 \\ \underline{\mathbf{U}}^-(\underline{\mathbf{X}}) & \text{si } \underline{\mathbf{S}}(\underline{\mathbf{X}}) < 0 \end{cases} \quad (4.2)$$

En se plaçant dans un espace à 2 dimensions, le principe de discontinuité de la commande (Eq. 4.2) peuvent-être illustrés par la figure 4.4.

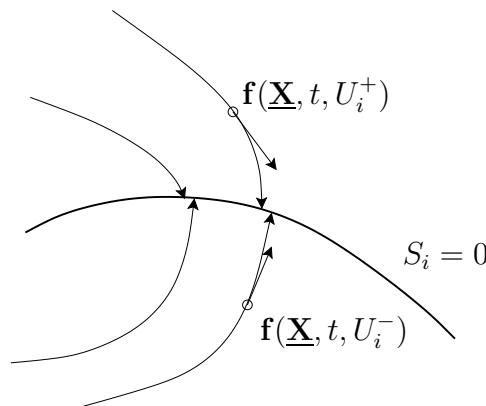


FIG. 4.4: Convergence de la trajectoire vers la surface de commutation grâce à la discontinuité de la commande

Ainsi, le problème de l'existence du régime glissant se résume à analyser la trajectoire du système, qui ne doit pas s'éloigner de l'hypersurface  $\underline{\mathbf{S}}$ . Nous cherchons à vérifier que la distance et la dérivée de la distance (autrement dit, la vitesse d'approche), entre la trajectoire et la surface de commutation soient opposées en signe, cela peut-être exprimé par l'équation suivante :

$$\lim_{s \rightarrow 0^-} \dot{\underline{\mathbf{S}}} > 0 \quad \text{and} \quad \lim_{s \rightarrow 0^+} \dot{\underline{\mathbf{S}}} < 0 \quad (4.3)$$

Il s'agit du principe d'attractivité. Des justifications mathématiques complémentaires, pourront être trouvées dans les ouvrages traitant des systèmes non linéaires, [62], [60], [42].

### 4.3.2 Formulation des expressions générales de la commande par mode de glissement

Considérons maintenant une classe particulière de système, *i.e.* les systèmes linéaires vis à vis de la commande. Leur évolution est décrite par l'équation différentielle suivante :

$$\dot{\underline{\mathbf{X}}} = \mathbf{f}(\underline{\mathbf{X}}, t) + \mathbb{B}(\underline{\mathbf{X}}, t) \underline{\mathbf{U}} \quad (4.4)$$

où  $\mathbf{f} \in \mathbb{R}^n$  est un champ de vecteur ou fonction vectorielle,  $\underline{\mathbf{X}} \in \mathbb{R}^n$  est le vecteur dont les composantes sont les variables d'état,  $\mathbb{B}(\underline{\mathbf{X}}, t)$  est la matrice de commande de dimension  $n * m$ , car  $\underline{\mathbf{U}} = (U_1, U_2, \dots, U_m)^T \in \mathbb{R}^m$ .

$\underline{\mathbf{U}}$  est le vecteur de commande tel que chacune de ces composantes  $U_i$ , subit une discontinuité sur une hypersurface (variété) de dimension  $(n-1)$ . Cela peut-être vu comme une réduction de la dimension du problème sur l'hypersurface  $S_i(\underline{\mathbf{X}}) = 0$ . Dans ce cas nous obtenons :

$$U_i(\underline{\mathbf{X}}) = \begin{cases} U_i^+(\underline{\mathbf{X}}) & \text{si } S_i(\underline{\mathbf{X}}) > 0 \\ U_i^-(\underline{\mathbf{X}}) & \text{si } S_i(\underline{\mathbf{X}}) < 0 \end{cases} \quad (4.5)$$

Le régime glissant s'effectue alors sur une variété  $\underline{\mathbf{S}}(\underline{\mathbf{X}}) = 0$  de dimension  $(n - m)$  qui résulte de l'intersection de toutes les  $m$  "hypersurfaces"  $S_i = 0$ . On peut écrire cette variété sous la forme :  $\underline{\mathbf{S}}(\underline{\mathbf{X}}) = (S_1, S_2, \dots, S_m)^T = 0$  avec  $i = 1, 2, 3, \dots, m$ . Si  $S_i, U_i^+, U_i^-$  sont des fonctions continues. Dans ce cas là et si  $S_i(\underline{\mathbf{X}}) \neq 0$  les fonctions  $\mathbf{f}(\underline{\mathbf{X}}, t)$  et  $\mathbb{B}(\underline{\mathbf{X}}, t)$  sont telles qu'il existe une unique solution au problème formulé par l'équation (4.4), alors nous sommes en présence d'un *système à structure variable*.

La fonction de commutation  $\underline{\mathbf{S}}$  sépare l'espace d'état en deux régions représentant des structures différentes. C'est une fonction vectorielle dont les composantes sont des fonctions scalaires représentatives d'une relation algébrique entre deux grandeurs. Elle est définie par l'utilisateur afin d'obtenir les performances dynamiques désirées.

Lorsque nous sommes dans le "mode" de glissement, la trajectoire restera sur la surface de commutation. Cela peut être exprimé par :



$$\begin{aligned}\underline{\mathbf{S}}(\underline{\mathbf{X}}, t) &= 0 \\ \text{et} \\ \dot{\underline{\mathbf{S}}}(\underline{\mathbf{X}}, t) &= 0\end{aligned}\tag{4.6}$$

Nous pouvons donc introduire par dérivation partielle, le gradient de  $\underline{\mathbf{S}}$ , qui est un vecteur pointant de la région où  $\underline{\mathbf{S}} < 0$  vers la région où  $\underline{\mathbf{S}} > 0$ . Dans le cas du régime de glissement (Eq. 4.6), nous obtenons :

$$\begin{aligned}\dot{\underline{\mathbf{S}}}(\underline{\mathbf{X}}, t) &= \frac{d\underline{\mathbf{S}}}{dt} = \frac{\partial \underline{\mathbf{S}}}{\partial \underline{\mathbf{X}}} \cdot \frac{\partial \underline{\mathbf{X}}}{\partial t} \\ &= \frac{\partial \underline{\mathbf{S}}}{\partial \underline{\mathbf{X}}} \cdot \dot{\underline{\mathbf{X}}} = \text{grad}(\underline{\mathbf{S}}) \dot{\underline{\mathbf{X}}} \\ &= \mathbb{G} \cdot (\mathbf{f}(\underline{\mathbf{X}}, t) + \mathbb{B}(\underline{\mathbf{X}}, t) \underline{\mathbf{U}}) = 0\end{aligned}\tag{4.7}$$

Cela traduit le fait qu'en régime de glissement, la trajectoire restera sur la surface de commutation, autrement dit, sa dérivée "fonctionnelle" sera nulle. La matrice  $\mathbb{G}$  peut-être présentée comme une matrice à  $m$  lignes et  $n$  colonnes :

$$\mathbb{G} = \frac{\partial \mathbb{G}}{\partial \underline{\mathbf{X}}} = \begin{pmatrix} \frac{\partial \mathbf{S}_1}{\partial X_1} & \cdots & \frac{\partial \mathbf{S}_1}{\partial X_n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial \mathbf{S}_m}{\partial X_1} & \cdots & \frac{\partial \mathbf{S}_m}{\partial X_n} \end{pmatrix}\tag{4.8}$$

Lorsque la surface de commutation est atteinte (Eq. 4.6) nous pouvons écrire  $\underline{\mathbf{U}} = \underline{\mathbf{U}}_{\text{éq}}$ . L'équation (4.6) permet d'introduire un terme appelé **Commande équivalente** qui peut-être exprimée comme suit :

$$\underline{\mathbf{U}}_{\text{éq}} = -(\mathbb{G} \mathbb{B})^{-1} \mathbb{G} \mathbf{f}(\underline{\mathbf{X}}, t)\tag{4.9}$$

Les composantes du vecteur commande équivalente sont alors définies comme les valeurs moyennes des composantes du vecteur de commande  $\underline{\mathbf{U}}$  qui maintiennent l'état du système sur la surface de commutation  $\underline{\mathbf{S}}$ . Ce sont des termes continus de commande.

Les conditions d'existence d'un régime de fonctionnement dit "mode glissant" sont données par deux hypothèses :

1. le produit de matrice  $(\mathbb{G} \mathbb{B})$  doit être inversible, c'est à dire que son déterminant doit être non nul.
2. les conditions d'atteinte et de maintien en régime glissant respectent :

$$\underline{\mathbf{U}}_{\min} < \underline{\mathbf{U}} < \underline{\mathbf{U}}_{\max}\tag{4.10a}$$

$$\underline{\mathbf{S}} \dot{\underline{\mathbf{S}}} < 0\tag{4.10b}$$

Nous verrons que la deuxième condition servira à obtenir les gains utilisés pour la régulation.

Si maintenant, nous introduisons le terme de commande équivalente dans l'équation générale (4.4), l'équation qui régit l'évolution du système en régime glissant est obtenue, soit :

$$\dot{\underline{\mathbf{X}}} = [\mathbb{I} - \mathbb{B}(\mathbb{G}\mathbb{B})^{-1}\mathbb{G}] \mathbf{f}(\underline{\mathbf{X}}, t) \quad (4.11)$$

$\mathbb{I}$  est la matrice identité. Remarquons que dans l'équation (4.11), le terme de commande  $\underline{\mathbf{U}}$  n'intervient pas. Seul, les paramètres du système et le gradient de la fonction de commutation sont susceptibles de faire varier l'état du système.

En dehors de la surface de commutation, lorsque le système est en "mode d'approche", (*Reaching Mode*), nous pouvons écrire l'équation traduisant l'évolution temporelle des variables de notre système. Dans ce mode particulier, où  $\underline{\mathbf{U}} = \underline{\mathbf{U}}_{\text{éq}} + \underline{\Delta\mathbf{U}}$  l'équation d'état conduit au résultat suivant :

$$\dot{\underline{\mathbf{X}}} = [\mathbb{I} - \mathbb{B}(\mathbb{G}\mathbb{B})^{-1}\mathbb{G}] \mathbf{f}(\underline{\mathbf{X}}, t) + \mathbb{B} \underline{\Delta\mathbf{U}}(\underline{\mathbf{X}}, t) \quad (4.12)$$

Ce qui peut-être réduit à :

$$\dot{\underline{\mathbf{X}}} = \mathbb{B} \underline{\Delta\mathbf{U}}(\underline{\mathbf{X}}, t) \quad (4.13)$$

Effectivement, cette relation est valable dans le cas le plus général mais aussi en particulier lorsque  $\mathbb{G} = \mathbb{I}$ .

Dans ce mode particulier de fonctionnement, la réponse du système est exclusivement assurée par la fonction  $\underline{\Delta\mathbf{U}}$ . Si nous généralisons, nous exprimons de façon pratique la condition d'atteinte du régime glissant :

$$\begin{aligned} S_i (\sum_{j \in [1, m]} G_{ij} U_j) &< 0 \\ \text{Pour tout } i &\in (1, n) \end{aligned} \quad (4.14)$$

Le vecteur de commande  $\underline{\mathbf{U}}$  permet donc de régler les dynamiques des deux modes de fonctionnement :

- $\underline{\Delta\mathbf{U}}$  permet d'influer sur le mode d'approche,
- $\underline{\mathbf{U}}_{\text{éq}}$  sur le mode de glissement.

### 4.3.3 Surface de commutation et vecteur de commande

Nous allons dans ce paragraphe, poser les hypothèses pour le choix de la surface de commutation suivies du choix du vecteur de commande. Afin de définir le vecteur de commande, nous devons, prendre une option sur le choix de la surface de commutation.

#### 4.3.3.1 Choix de la surface de commutation

Le procédé le plus judicieux et le plus simple consiste à choisir une surface de commutation égale au vecteur erreur du vecteur d'état :

$$\underline{\mathbf{S}} = \underline{\Delta\mathbf{X}} = \underline{\mathbf{X}}_{\text{réf}} - \underline{\mathbf{X}} \quad (4.15)$$

Le  $grad(\underline{\mathbf{S}})$  pour une référence constante devient proportionnel à la matrice identité, soit :

$$\mathbb{G} = \begin{pmatrix} \frac{\partial \mathbf{S}_1}{\partial X_1} & \cdots & \frac{\partial \mathbf{S}_1}{\partial X_n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial \mathbf{S}_m}{\partial X_1} & \cdots & \frac{\partial \mathbf{S}_m}{\partial X_n} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & -1 \end{pmatrix} = -\mathbb{I}_n \quad (4.16)$$

#### 4.3.3.2 Choix du vecteur de commande

Nous avons détaillé comment obtenir les composantes du terme de commande "continue", le vecteur de commande équivalente. Cela découle en partie de la modélisation choisie pour le système, (Eq. 4.9). Nous avons par contre le choix du terme "discontinu" du vecteur de commande,  $\underline{\Delta \mathbf{U}}$ . Le vecteur commande à appliquer est obtenu par ajout de deux termes de commande tels que :

$$\underline{\mathbf{U}} = \underline{\mathbf{U}}_{\text{éq}} + \underline{\Delta \mathbf{U}} \quad (4.17)$$

Dans cette expression, une majorité d'auteurs s'accordent à dire que  $\underline{\mathbf{U}}_{\text{éq}}$  représente un terme "**Basse Fréquence**" alors que  $\underline{\Delta \mathbf{U}}$  représente un terme de "**Haute Fréquence**". Nous ajoutons donc un terme représentant la valeur désirée en régime permanent, (de type continu), à un terme commutant, permettant d'atteindre ce régime final, (de type discontinu).  $\underline{\Delta \mathbf{U}}$  peut être choisi de manière tout à fait différente selon les utilisateurs. Pour notre part, nous l'avons choisi tel que :

$$\begin{aligned} \dot{\underline{\mathbf{S}}} &= -\mathbb{K}|\underline{\mathbf{S}}|^{\alpha_j} \text{sign}(\underline{\mathbf{S}}) \\ \alpha &\in \mathbb{R} = ]0, 1[, \mathbb{K} = (K_1, \dots, K_m), j \in \mathbb{N} = [1, m] \end{aligned} \quad (4.18)$$

Dans cette expression si  $\alpha \cong 0$  alors on est proche d'un fonctionnement tout ou rien. Dans le cas contraire,  $\alpha \cong 1$  le terme est pratiquement proportionnel à l'inverse de l'erreur soit  $-\mathbb{K}|\underline{\mathbf{S}}| \text{sign}(\underline{\mathbf{S}})$ . On exprime le terme discontinu du vecteur de commande  $\underline{\Delta \mathbf{U}}$  par :

$$\begin{aligned} \underline{\Delta \mathbf{U}} &= -(\mathbb{G}\mathbb{B})^{-1} \mathbb{K}|\underline{\mathbf{S}}|^{\alpha_j} \text{sign}(\underline{\mathbf{S}}) \\ &= -\dot{\underline{\mathbf{S}}} \end{aligned} \quad (4.19)$$

Ainsi, en mode d'approche, la dynamique est connue (Eq. 4.13) et asservie par l'équation (4.18).

Avec ce choix de vecteur de commande, nous assurons la convergence de l'erreur vers zéro. Effectivement, si nous considérons un exemple où l'espace a deux dimensions,  $S = \varepsilon$ . Par conséquent  $\dot{S} = \frac{dS}{dt}$  est la dérivée de l'erreur, donc sa variation. Si nous choisissons une loi d'approche telle que :

$$\mathbb{K} = K = \begin{cases} K1 & \text{si } S > \frac{\Delta\varepsilon}{2} \\ K2 < K1 & \text{si } S < \frac{\Delta\varepsilon}{2} \end{cases} \quad (4.20)$$

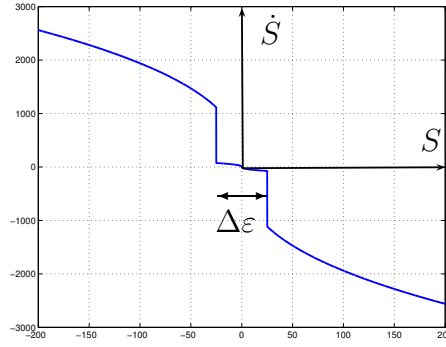


FIG. 4.5: Loi d'approche en fonction de la variation de l'erreur

La courbe de variation en fonction de l'erreur est donnée sur la figure 4.5. Dans cette figure,  $\alpha = 0.4$ . Nous voyons que si l'erreur tend à diminuer, alors la loi de commande aussi. Cette figure caractérise la loi d'approche en fonction de l'erreur. Ainsi, en régime permanent :

$$\begin{aligned} \text{si} \quad & \underline{S} = 0 \\ \text{alors} \quad & \underline{\Delta U} = 0 \\ \text{et} \quad & \underline{\dot{S}} = 0 \end{aligned} \quad (4.21)$$

Par conséquent, la condition permettant de limiter les grandeurs de commande (protection du système) s'exprime par :

$$\underline{U_{\min}} < \underline{U} < \underline{U_{\max}} \quad (4.22)$$

Cela revient à s'assurer qu'en régime permanent on obtient :

$$\underline{U_{\min}} < \underline{U_{\text{éq}}} < \underline{U_{\max}} \quad (4.23)$$

Compte tenu des généralités mathématiques, que nous venons de décrire, il faut donc maintenant les appliquer à notre cas bien précis de la MADA pour obtenir les réponses souhaitées au niveau des variables de sortie.

## 4.4 Application à une modélisation de la MADA de type courant

### 4.4.1 Modes rapides liés aux courants

#### 4.4.1.1 Mise en équation avec un régulateur à mode glissant

Quand on cherche à appliquer la théorie du contrôle par mode de glissement à la modélisation de type courant développée au chapitre 2, il faut repartir des équations révélant les fonctions de transfert du système :

$$\begin{cases} V_{sd1réf} = R_s (1 + p T_s \sigma) I_{sd} + P_{1d} \\ V_{sq1réf} = R_s (1 + p T_s \sigma) I_{sq} + P_{1q} \\ V_{rd1réf} = R_r (1 + p T_r \sigma) I_{rd} + P_{2d} \\ V_{rq1réf} = R_r (1 + p T_r \sigma) I_{rq} + P_{2q} \end{cases} \quad (4.24)$$

ce qui peut s'écrire, dans l'espace d'état, sous la forme :

$$p\mathbf{X}(p) = \mathbb{A}\mathbf{X}(p) + \mathbb{B}\mathbf{U}(p) - \mathbb{I}\mathbf{P}'(p) \quad (4.25)$$

Nous prenons comme variable d'état le vecteur composé des courants de la machine et comme vecteur de commande les tensions intermédiaires telles que :

$$\mathbf{X} = \begin{pmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \end{pmatrix} \quad \mathbf{U} = \begin{pmatrix} V_{sd1réf} \\ V_{sq1réf} \\ V_{rd1réf} \\ V_{rq1réf} \end{pmatrix} \quad (4.26)$$

Le vecteur composé des termes de couplage à compenser s'écrit :

$$\mathbf{P}' = \begin{pmatrix} P'_{1d} \\ P'_{1q} \\ P'_{2d} \\ P'_{2q} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{P_{1d}}{L_s \sigma} \\ \frac{P_{1q}}{L_s \sigma} \\ \frac{P_{2d}}{L_r \sigma} \\ \frac{P_{2q}}{L_r \sigma} \end{pmatrix} \quad (4.27)$$

avec :

$$\mathbb{I} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} = \mathbb{I}_4 \quad (4.28)$$

Enfin les différentes matrices peuvent être détaillées. La matrice dynamique s'écrit :

$$\mathbb{A} = \begin{pmatrix} -\frac{1}{T_s \sigma} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{T_s \sigma} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{T_r \sigma} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{T_r \sigma} \end{pmatrix} \quad (4.29)$$

La matrice de commande est :

$$\mathbb{B} = \begin{pmatrix} \frac{1}{L_s\sigma} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s\sigma} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_r\sigma} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_r\sigma} \end{pmatrix} \quad (4.30)$$

Nous allons appliquer maintenant le concept de la régulation à mode glissant à cette mise en équation.

Nous avons retenu une régulation à structure variable avec ajout de la commande équivalente. Le vecteur de commande à appliquer sera :

$$\underline{\mathbf{U}} = \underline{\mathbf{U}}_{\text{éq}} + \underline{\Delta\mathbf{U}} \quad (4.31)$$

Par conséquent, nous devons exprimer le terme de régime permanent  $\underline{\mathbf{U}}_{\text{éq}}$ . Sachant que :

$$\underline{\mathbf{S}} = \lambda \cdot \underline{\Delta\mathbf{X}} = \begin{pmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \\ S_4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} I_{sd\text{réf}} - I_{sd} \\ I_{sq\text{réf}} - I_{sq} \\ I_{rd\text{réf}} - I_{rd} \\ I_{rq\text{réf}} - I_{rq} \end{pmatrix} \quad (4.32)$$

avec  $\lambda = \mathbb{I}_4 = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}$

Pour obtenir la commande équivalente, il faut que  $\dot{\underline{\mathbf{S}}} = 0$ .

Les différentes conditions de stabilité sur la surface de commutation permettent d'exprimer les différentes commandes équivalentes. Il vient alors :

$$\begin{aligned} \dot{S}_1 &= 0 = \frac{1}{T_s\sigma} I_{sd} - \frac{V_{sd1\text{réf}1\text{éq}}}{L_s\sigma} + P'_{1d} \\ \implies V_{sd1\text{réf}1\text{éq}} &= R_s I_{sd} + P_{1d} \end{aligned} \quad (4.33a)$$

$$\begin{aligned} \dot{S}_2 &= 0 = \frac{1}{T_s\sigma} I_{sq} - \frac{V_{sq1\text{réf}1\text{éq}}}{L_s\sigma} + P'_{1q} \\ \implies V_{sq1\text{réf}1\text{éq}} &= R_s I_{sq} + P_{1q} \end{aligned} \quad (4.33b)$$

$$\begin{aligned} \dot{S}_3 &= 0 = \frac{1}{T_r\sigma} I_{rd} - \frac{V_{rd1\text{réf}1\text{éq}}}{L_r\sigma} + P'_{2d} \\ \implies V_{rd1\text{réf}1\text{éq}} &= R_r I_{rd} + P_{2d} \end{aligned} \quad (4.33c)$$

$$\begin{aligned}\dot{S}_4 &= 0 = \frac{1}{T_r \sigma} I_{rq} - \frac{V_{rq1réf1éq}}{L_r \sigma} + P'_{2q} \\ \implies V_{rq1réf1éq} &= R_r I_{rq} + P_{2q}\end{aligned}\quad (4.33d)$$

D'où l'expression vectorielle du vecteur de commande équivalente :

$$\underline{\mathbf{U}}_{\text{éq}} = \begin{pmatrix} V_{sd1réf1éq} \\ V_{sq1réf1éq} \\ V_{rd1réf1éq} \\ V_{rq1réf1éq} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_s I_{sd} + P_{1d} \\ R_s I_{sq} + P_{1q} \\ R_r I_{rd} + P_{2d} \\ R_r I_{rq} + P_{2q} \end{pmatrix}\quad (4.34)$$

Le terme discontinu du vecteur de commande est donné par :

$$\begin{aligned}\underline{\Delta \mathbf{U}} &= -(\mathbb{G} \mathbb{B})^{-1} \mathbb{K} |\underline{\mathbf{S}}|^{\alpha_j} \text{sign}(\underline{\mathbf{S}}) \\ &= \tilde{\mathbb{K}}_I |\underline{\mathbf{S}}|^{\alpha_j} \text{sign}(\underline{\mathbf{S}})\end{aligned}\quad (4.35)$$

Avec  $j \in \mathbb{N} \in [1, 4]$ , et  $\alpha_j$  pouvant varier d'une composante à l'autre. Cela nous permettra de moduler les composantes de la tension de commande suivant le côté de la machine où l'axe concerné.  $\tilde{\mathbb{K}}_I$  n'existe que si  $\mathbb{B}$  est inversible (car  $\mathbb{G} = -\mathbb{I}$ ), ce qui s'est vérifié dans notre cas.

La condition d'atteinte de la surface de commutation formulée par l'expression (4.10b), permet d'exprimer la valeur minimale du gain à introduire de façon à obtenir la convergence de la trajectoire. D'où

$$\begin{aligned}\underline{\mathbf{S}} \dot{\underline{\mathbf{S}}} &< 0 \\ \Leftrightarrow \underline{\mathbf{S}} (-\tilde{\mathbb{K}}_I |\underline{\mathbf{S}}|^{\alpha_j} \text{sign}(\underline{\mathbf{S}})) &< 0 \\ \Leftrightarrow \forall \underline{\mathbf{S}}, \quad \tilde{\mathbb{K}}_I &> 0\end{aligned}\quad (4.36)$$

De même, la condition exprimée par la formule (4.10a) permet d'obtenir une valeur maximale de la borne :

$$\begin{aligned}\underline{\mathbf{U}}_{\min} &< \underline{\mathbf{U}} < \underline{\mathbf{U}}_{\max} \\ \Leftrightarrow \underline{\mathbf{U}}_{\min} - \underline{\mathbf{U}}_{\text{éq}} &< \underline{\Delta \mathbf{U}} < \underline{\mathbf{U}}_{\max} - \underline{\mathbf{U}}_{\text{éq}} \\ \text{avec } \underline{\mathbf{U}}_{\min} &= -\underline{\mathbf{U}}_{\max} \\ \Leftrightarrow \forall \underline{\mathbf{S}}, \quad \tilde{\mathbb{K}}_I &< \frac{\underline{\mathbf{U}}_{\max} - \underline{\mathbf{U}}_{\text{éq}}}{|\underline{\mathbf{S}}_{\max}|^{\alpha_j}}\end{aligned}\quad (4.37)$$

Nous considérons l'erreur maximale,  $\underline{\mathbf{S}}_{\max}$ , car c'est au début de la régulation, lorsque l'erreur est grande que le gain peut avoir une influence sur le comportement du système. Effectivement, plus la trajectoire s'approche de la surface de commutation, plus  $\underline{\Delta \mathbf{U}}$  tend à s'annuler.

#### 4.4.1.2 Schéma de commande des modes rapides avec un régulateur à mode glissant

Le principe de commande énoncé plus haut peut être traduit par le schéma donné sur la figure 4.6. Où  $va$  correspond à la valeur absolue de la variable d'entrée.

Nous testerons cette stratégie, avec les deux principes d'imposition des puissances énoncés ci dessus :

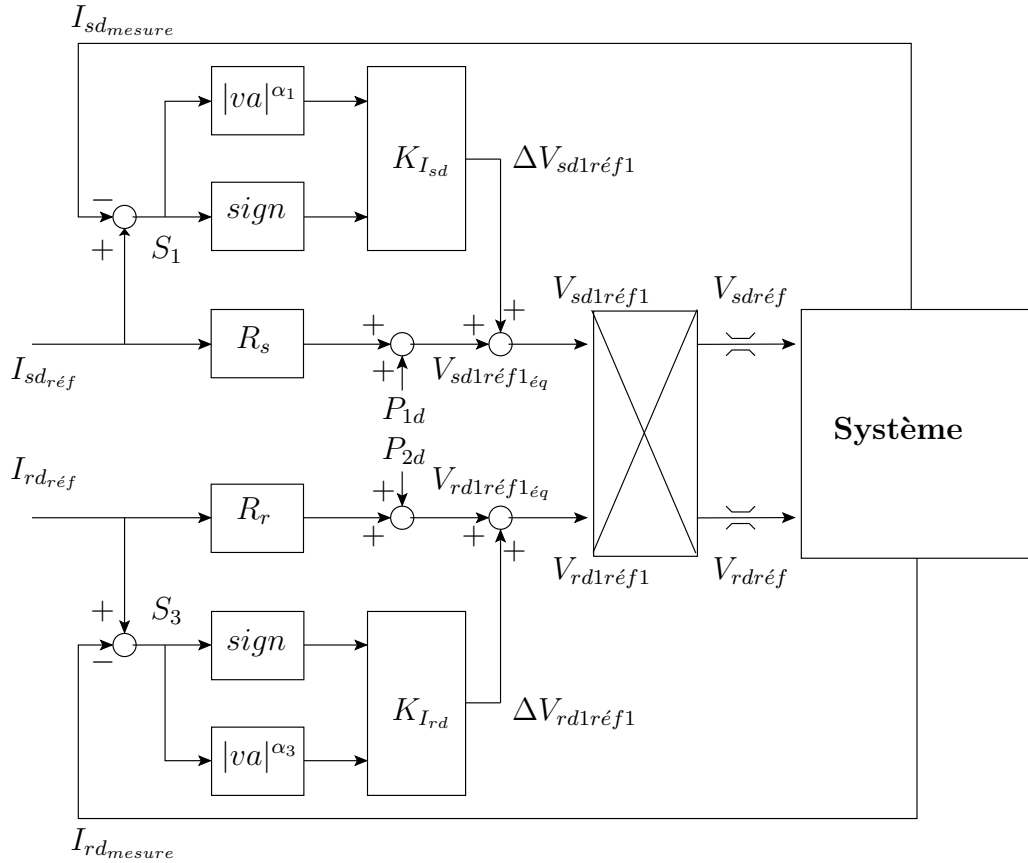


FIG. 4.6: Principe de régulation à mode glissant sur les modes rapides : application aux courants dans l'axe  $d$

- régulateurs répartis de pulsations
- réglage angulaire.

#### 4.4.2 Modes lents liés à la vitesse

##### 4.4.2.1 Mise en équation avec un régulateur à mode glissant

Nous allons appliquer le principe de contrôle par mode glissant avec ajout de la commande équivalente au schéma de vitesse. La variation de vitesse peut s'exprimer comme ceci :

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{N_p}{J_t} C_{em} - \frac{f_t}{J_t} \omega - \frac{N_p}{J_t} C_r \quad (4.38)$$

Le terme  $\frac{N_p}{J_t} C_{em}$  est le terme de commande, tandis que  $\frac{N_p}{J_t} C_r$  est un terme de perturbation. Nous obtenons le terme de commande équivalente :

$$\begin{aligned} \dot{S}_\omega = 0 &= -\frac{N_p}{J_t} C_{em\acute{e}q} + \frac{f_t}{J_t} \omega + \frac{N_p}{J_t} C_r \\ \Leftrightarrow C_{em\acute{e}q} &= \frac{f_t}{N_p} \omega + C_r \end{aligned} \quad (4.39)$$

Pour le cas  $\dot{S}_\omega = 0$ , l'accélération étant nulle, nous ne nous éloignerons plus de



la droite de commutation. Le fonctionnement est alors déterminé par le point de régime permanent  $C_{em\acute{e}q}$ .

En mode d'approche nous avons l'égalité  $C_{em_{réf}} = C_{em\acute{e}q} + \Delta C_{em}$ . Nous choisissons  $\Delta C_{em}$  tel que :

$$\Delta C_{em} = K_{\omega} |S_{\omega}|^{\alpha_{\omega}} \text{sign}(S_{\omega}) \quad (4.40)$$

La valeur du gain  $K_{\omega}$  est donné par les règles précédemment évoquées (Eq. 4.10a) (Eq. 4.10b), ce qui se traduit par :

$$0 < K_{\omega} < \frac{C_{max} - C_{em\acute{e}q}}{|S_{max}|^{\alpha_{\omega}}} \quad (4.41)$$

#### 4.4.2.2 Schéma de commande du mode mécanique avec un régulateur à mode glissant

Le schéma correspondant à la mise en oeuvre de cette régulation de vitesse à base de régulation à structure variable correspond à la figure 4.7.

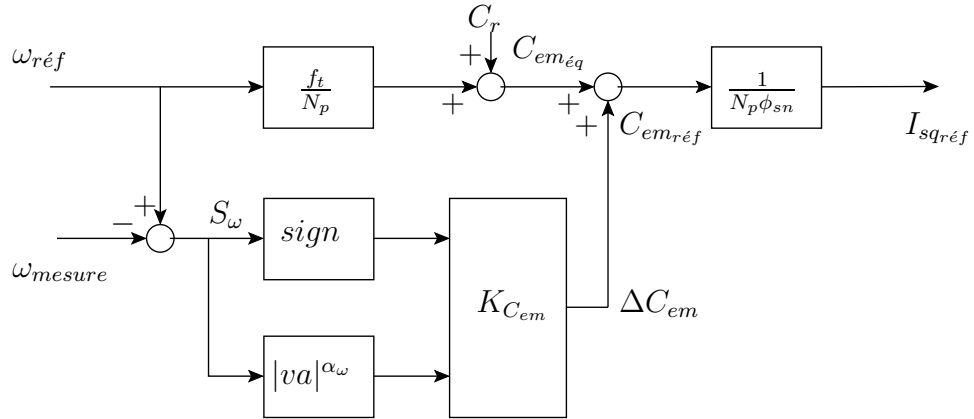


FIG. 4.7: Principe de régulation à mode glissant appliquée aux modes lents

#### 4.4.3 Résultats de simulation

Afin de conclure sur les performances de l'utilisation d'une régulation utilisant le principe du mode de glissement, nous allons appliquer les mêmes critères que ceux utilisés dans le chapitre 3. Le cycle de vitesse présenté sera utilisé, nous rappelons qu'il se décompose de quatre zones de fonctionnement :

1. la première correspond à la magnétisation de la machine,
2. la deuxième correspond à une consigne de vitesse positive,
3. la troisième à une inversion de sens de rotation de la machine, une consigne de vitesse négative est alors appliquée,
4. la quatrième correspond à une consigne de vitesse faible. Nous avons choisi d'appliquer le millième de la vitesse nominale,  $\frac{\Omega_n}{1000}$ .

Au cours du cycle de vitesse proposé, nous appliquerons des échelons de couple résistant  $C_r$  égaux à sa valeur nominale.

Nous ne donnerons pas l'ensemble des courbes de simulation. Effectivement, la conclusion de l'ensemble des essais que nous avons fait lors d'un contrôle vectoriel a été que le choix des pulsations de transition minimisant la discontinuité des fréquences conduit à la meilleure évaluation du critère IAE appliqué au flux statorique et à la pulsation statorique. Nous allons donc sur la base de cette conclusion présenter les résultats correspondant à cette plage de variation des pulsations, [69]. Un tableau récapitulatif qui contient l'évaluation du critère IAE appliqué aux mêmes variables sera tout de même présenté. Nous pourrions ainsi confirmer que ce choix de plage de variation est justifié.

#### 4.4.3.1 Régulateur réparti de pulsation

Deux régulateurs de pulsation sont utilisés. Le principe de régulation à mode glissant énoncée précédemment est appliqué (Fig. 4.6, Fig. 4.7). Nous obtenons les résultats suivants. La réponse en vitesse du système est donnée sur la figure 4.8.

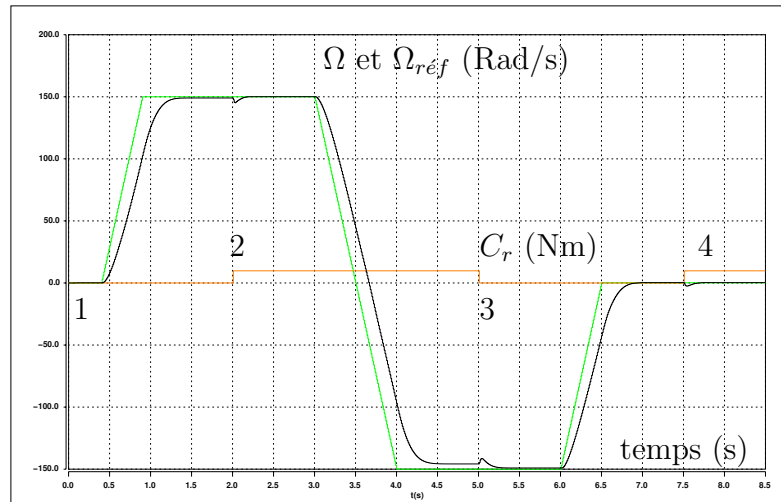


FIG. 4.8: Référence et vitesse mesurée - Régulateur réparti de pulsation

Cette réponse ne nous satisfait pas du tout, il y a une forte erreur de traînage, ainsi qu'une erreur statique. La courbe montre une sensibilité de la vitesse aux variations du couple de charge. Pourtant, une consigne de vitesse faible (zone 4) est suivie. Si nous observons sur la figure 4.9 la réponse dans le plan de phase de la vitesse en fonction de l'accélération, nous retrouvons cette erreur de traînage. Cette représentation ne concerne le cycle de vitesse que jusqu'à  $t = 2s$ .

Cette figure illustre parfaitement la réponse de la vitesse, il y a une accélération nulle en régime permanent. La vitesse a atteint la référence demandée, et n'oscille pas autour de la valeur finale.

La réponse des pulsations du système est illustrée par la figure 4.10.

Cette courbe de réponse présente une sensibilité aux variations du couple de charge. Lorsque le système subit un impact de ce dernier, ce sont les pulsations qui d'abord accusent l'impact puis cela se répercute sur la réponse de la vitesse. Les impacts de couple résistant ont été signalés sur cette figure.

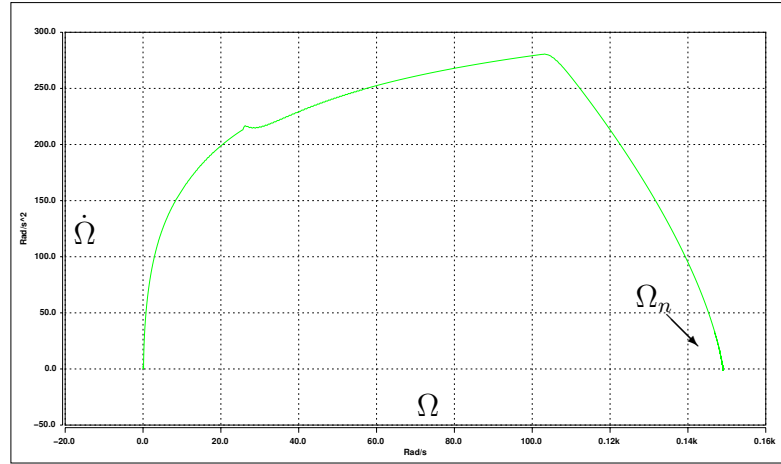


FIG. 4.9: Plan de phase - Vitesse et accélération - Régulateur réparti de pulsation

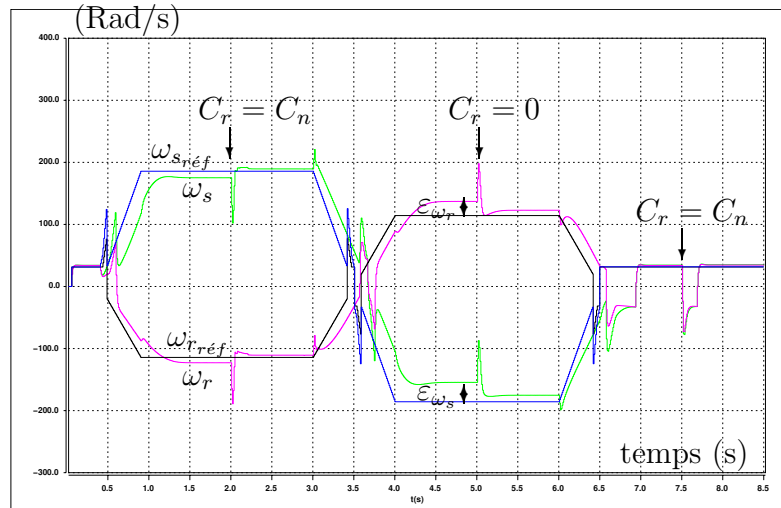


FIG. 4.10: Pulsations désirées et mesurées - Régulateur réparti de pulsation

Lorsqu'on analyse la réponse des composantes du flux statorique au cycle de vitesse précédent, nous obtenons la figure 4.11.

Dans cette courbe de réponse nous notons que toutes les variations provoquent des oscillations de la réponse de la composante directe du flux statorique. Effectivement, que ce soit les discontinuités des fréquences dans la loi de variation des fréquences ou les impacts du couple de charge, le flux oscille à ces instants. Remarquons que l'oscillation la plus importante est provoquée par un impact du couple résistant.

Le critère IAE appliqué aux flux statoriques et à la pulsation statorique pour cette stratégie de commande est donné dans le tableau 4.1.

Les valeurs des critères confirment qu'une régulation à mode glissant appliqué à une modélisation en courant de la MADA et à une répartition des puissances par régulateur réparti ne donne pas de résultats satisfaisants au vue des évaluations du critère déjà effectuées. Ce qui est particulièrement marquant c'est que les pulsations ont des erreurs statique et de traînage très importantes. Effectivement, le critère ne cesse d'augmenter et ceci avec une valeur importante. Nous sommes déçus par les conclusions que nous pouvons tirer de l'évaluation du critère IAE.

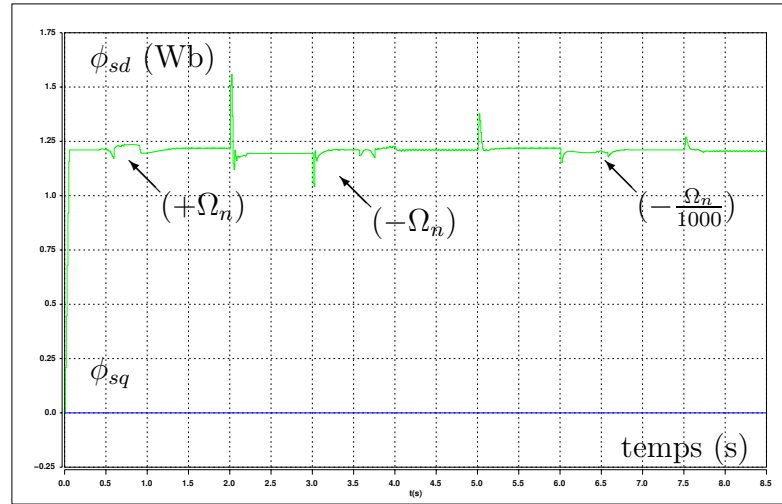


FIG. 4.11: Composantes du flux statorique - Régulateur réparti de pulsation

Domaine de variation	Magnétisation $t_1 = 0.3s$		Vitesse nominale $t_2 = 1.5s$		Vitesse nominale avec $C_r$ $t_3 = 2.5s$	
	$IAE_{\phi_s}$	$IAE_{\omega_s}$	$IAE_{\phi_s}$	$IAE_{\omega_s}$	$IAE_{\phi_s}$	$IAE_{\omega_s}$
Plage de variation maximale	0.032	0.85	0.069	62.468	0.092	71.934
Plage de variation classique	0.032	0.85	0.05	44.38	0.072	53.85
Plage de variation avec discontinuité minimale	0.032	0.85	0.045	35.8	0.067	45.36

TAB. 4.1: Critères IAE

#### 4.4.3.2 Réglage angulaire

Nous appliquons maintenant la théorie de régulation à mode glissant sur une stratégie de répartition des puissances par imposition angulaire. La réponse en vitesse obtenue est illustrée sur la figure 4.12.

La courbe de réponse de la vitesse nous satisfait pleinement, elle répond à toutes nos exigences, pas d'erreur statique, et pas d'oscillations lors des changements de consigne ou lors de l'impact du couple de charge. Si nous observons sur la figure 4.13 la réponse dans le plan de phase de la vitesse, nous constatons de légères oscillations de l'accélération autour de la vitesse de référence à  $t = 2s$ .

C'est une réponse assez caractéristique du régime glissant. Pourtant il est difficile de l'exploiter d'avantage, car les références de vitesse n'ont pas été des échelons mais des rampes. Par conséquent la notion de "droite de commutation" que l'on pourrait retrouver dans une analyse de plan de phase classique perd de sa signification.

La courbe de réponse des pulsations statorique et rotorique est donnée sur la figure 4.14.

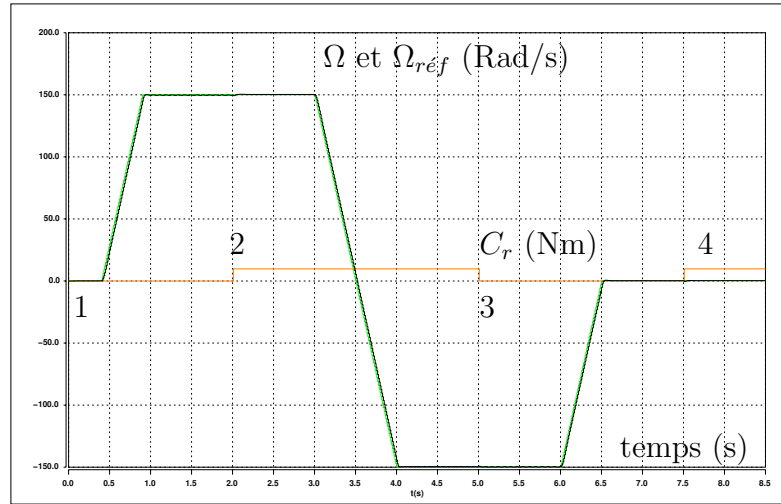


FIG. 4.12: Référence et vitesse mesurée - Réglage angulaire

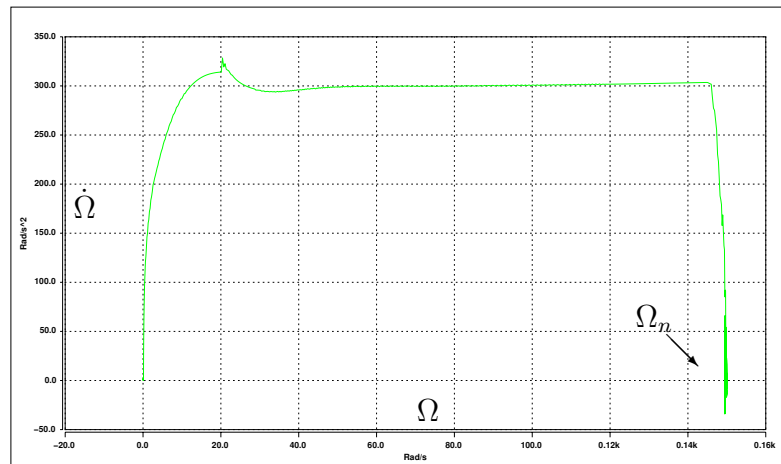


FIG. 4.13: Plan de phase - Vitesse et accélération - Régulateur réparti de pulsation

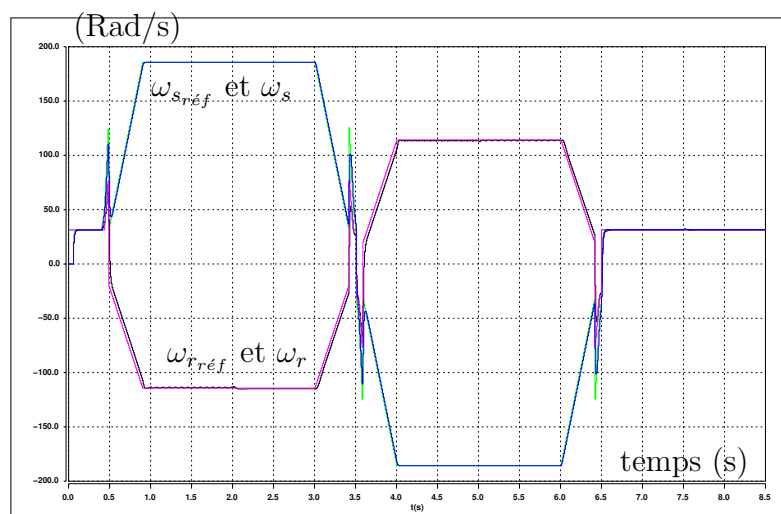


FIG. 4.14: Pulsations désirées et mesurées - Réglage angulaire

Contrairement à ce que nous avons obtenu sur la courbe des pulsations précédente (Fig. 4.10), nous avons ici une régulation parfaite des pulsations. Les impacts du couple de charge ne sont pas visibles. Les composantes du flux statorique ont une réponse donnée sur la figure 4.15.

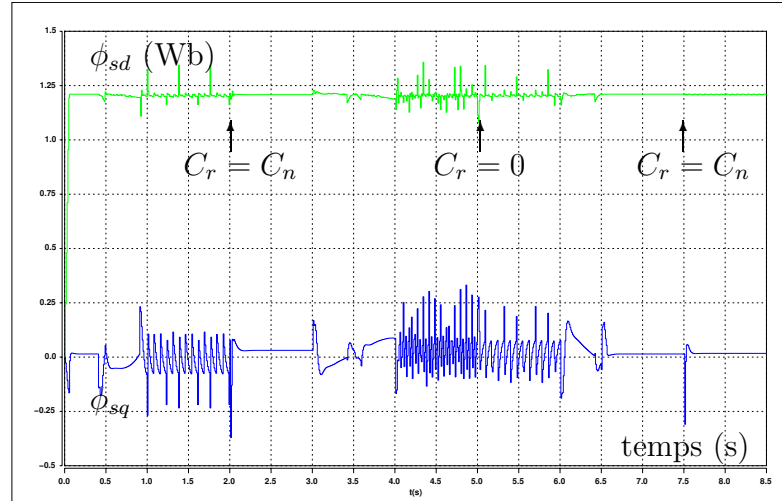


FIG. 4.15: Composantes du flux statorique - Réglage angulaire

Les composantes du flux statorique présentent des oscillations en régime permanent. Lors des variations de vitesse, c'est à dire lors des discontinuités des fréquences, de faibles oscillations apparaissent. Malgré les oscillations visibles sur la composante en quadrature du flux, nous pouvons considérer que nous avons un bon comportement des composantes du flux statorique. Effectivement, lors du régime permanent de la vitesse, la valeur moyenne des oscillations du flux statorique en quadrature est nulle. La stratégie de régulation à mode glissant permet dans cette configuration de répartition des puissances d'amoindrir les oscillations du flux dans l'axe  $d$  provoquées par les changements brutaux d'angle de transformation. C'est effectivement lors des phases de transition de vitesse que les oscillations sont les moins importantes. Il semble même que ce soit en régime permanent que le système soit le plus oscillant.

Si nous observons maintenant les courants statoriques et le couple électromagnétique de la machine sur la figure 4.16, nous retrouvons ces oscillations. Le courant statorique direct reste globalement nul. Il subit quelques oscillations aux mêmes instants que l'apparition des oscillations sur le flux statorique en quadrature. Le couple et son image, le courant statorique en quadrature, sont similaires en régime transitoire. Nous pouvons donc confirmer, que le flux statorique direct reste constant. Il apparaît sur la courbe du couple que lorsque la machine est à "vide" ( $C_r = 0$ ) les oscillations sont les plus importantes. Le courant direct reste très proche de zéro même s'il subit quelques oscillations. Notre volonté de garantir un facteur de puissance unitaire au stator est donc respectée.

Nous obtenons sur la figure 4.17 une illustration des différentes surfaces de commutation.

Nous dressons un bilan du critère IAE appliqué aux différentes plages de variation possible des pulsations. Le tableau 4.2 récapitule ces données. En ce qui concerne le critère appliqué au flux statorique, nous constatons que le

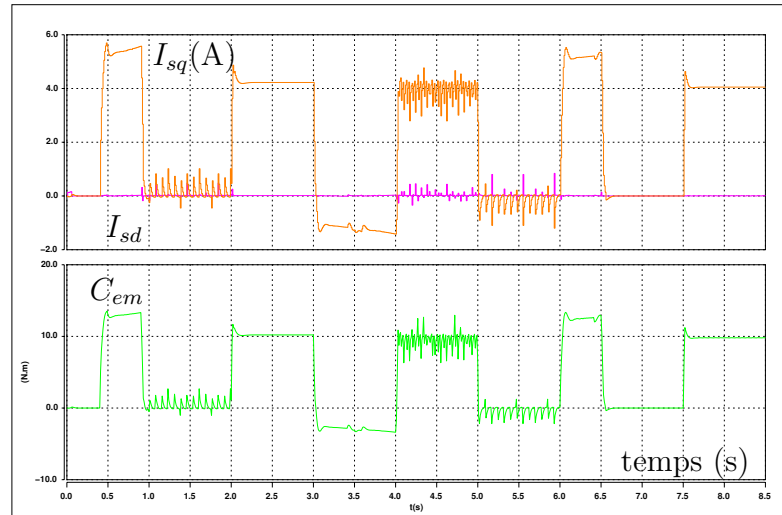


FIG. 4.16: Composantes du courant statorique et couple électromagnétique - Réglage angulaire

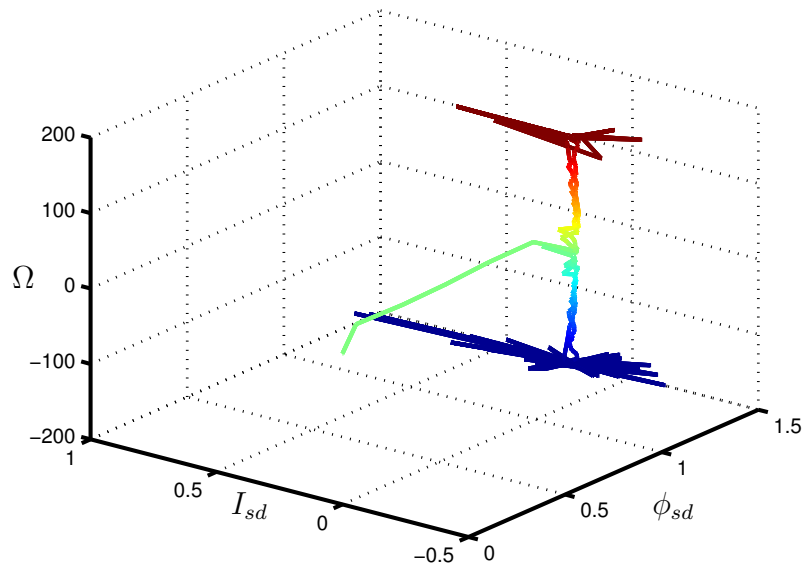


FIG. 4.17: Représentation en 3 dimensions des surfaces des réponses du flux et du courant statorique dans l'axe  $d$  et de la vitesse

critère est meilleur que précédemment (TAB. 4.1). La plus grosse évolution a effectivement lieu entre les instants  $t_1 = 0.3s$  et  $t_2 = 1.5s$ , ce qui confirme ce que nous avons vu sur la figure 4.15. Un impact du couple de charge n'affecte pas énormément la régulation du flux statorique. Pour ce qui est du critère appliqué à la pulsation statorique, nous sommes ici en présence des valeurs minimales relevées. L'amélioration est très nette, le comportement du système est très satisfaisant. Les pulsations sont imposées à la valeur désirée bien que subissant de fortes discontinuités.

Domaine de variation	Magnétisation $t_1 = 0.3s$		Vitesse nominale $t_2 = 1.5s$		Vitesse nominale avec $C_r$ $t_3 = 2.5s$	
	$IAE_{\phi_s}$	$IAE_{\omega_s}$	$IAE_{\phi_s}$	$IAE_{\omega_s}$	$IAE_{\phi_s}$	$IAE_{\omega_s}$
Plage de variation maximale	0.032	0.277	0.049	5.43	0.056	5.43
Plage de variation classique	0.03	0.277	0.044	4.096	0.051	4.096
Plage de variation avec discontinuité minimale	0.03	0.277	0.04	3.0	0.048	3.0

TAB. 4.2: Critères IAE - Régime glissant avec modélisation en courant

#### 4.4.4 Conclusions

Nous avons dans cette partie appliqué à une **modélisation en courant** de la MADA une stratégie de **régulation à mode glissant** à la fois sur les modes lents (mécaniques) et rapides (liés aux courants). Nous avons testé les deux configurations possibles de répartition de la puissance, régulateurs répartis ou imposition (réglage) angulaire. Nous avons choisi des pulsations de transition minimisant les discontinuités de fréquence. Les meilleurs résultats de simulation sont trouvés pour une répartition des puissances utilisant un **réglage angulaire**. L'application du **critère IAE** aux composantes du flux statorique et à la pulsation statorique confirme ceci.

## 4.5 Application à une modélisation de type flux

### 4.5.1 Modes rapides, liés aux flux

#### 4.5.1.1 Mise en équation avec un régulateur à mode glissant

La nouvelle modélisation en flux proposée s'exprime dans l'espace d'état :

$$\begin{aligned}
 p\mathbf{X}(p) &= \mathbb{A}\mathbf{X}(p) + \mathbb{B}\mathbf{U}(p) + \mathbb{I}\mathbf{P}(p) \\
 \mathbf{Y}(p) &= \mathbb{C}\mathbf{X}(p)
 \end{aligned} \tag{4.42}$$

Nous rappelons que le vecteur d'état  $\mathbf{X}$ , composé des flux de la machine, et le vecteur de commande  $\mathbf{U}$  s'écrivent :

$$\mathbf{X} = \begin{pmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \\ \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{pmatrix} \quad \mathbf{U} = \begin{pmatrix} V_{sdréf} \\ V_{sqréf} \\ V_{rdréf} \\ V_{rqréf} \end{pmatrix} \tag{4.43}$$

Nous définissons un vecteur  $\mathbf{P}$  dont les composantes sont constituées des termes



de couplages à compenser du système :

$$\underline{\mathbf{P}} = \begin{pmatrix} P_{1d} \\ P_{1q} \\ P_{2d} \\ P_{2q} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{R_s M_{sr}}{L_r L_s \sigma} \phi_{rd} + \omega_s \phi_{sq} \\ \frac{R_s M_{sr}}{L_r L_s \sigma} \phi_{rq} - \omega_s \phi_{sd} \\ \frac{R_r M_{sr}}{L_r L_s \sigma} \phi_{sd} + \omega_r \phi_{rq} \\ \frac{R_r M_{sr}}{L_r L_s \sigma} \phi_{sq} - \omega_r \phi_{rd} \end{pmatrix} \quad (4.44)$$

Nous pouvons alors définir les différentes matrices. La matrice dynamique est :

$$\underline{\mathbf{A}} = \begin{pmatrix} -\frac{R_s}{L_s \sigma} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_s \sigma} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_r}{L_r \sigma} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{R_r}{L_r \sigma} \end{pmatrix} \quad (4.45)$$

Cette matrice est diagonale. Nous pouvons en déduire qu'il n'y aura aucune interaction directe entre les différents axes des deux cotés. Il n'y a pas de terme de couplage direct entre les différentes variables. La matrice  $\underline{\mathbf{B}}$  devient :

$$\underline{\mathbf{B}} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (4.46)$$

Nous exprimons la tension de commande équivalente  $\underline{\mathbf{U}}_{\dot{\underline{\mathbf{e}}q}}$  en annulant l'expression de la dérivée de l'erreur, soit  $\dot{\underline{\mathbf{S}}} = 0$ . La surface de commutation s'écrit :

$$\underline{\mathbf{S}} = \underline{\Delta \mathbf{X}} = \begin{pmatrix} \phi_{sd_{ref}} - \phi_{sd} \\ \phi_{sq_{ref}} - \phi_{sq} \\ \phi_{rd_{ref}} - \phi_{rd} \\ \phi_{rq_{ref}} - \phi_{rq} \end{pmatrix} \quad (4.47)$$

le terme de commande équivalente est exprimée par :

$$\begin{aligned} \dot{\underline{\mathbf{S}}} &= 0 \\ \Leftrightarrow -\underline{\mathbf{A}} \underline{\mathbf{X}} - \underline{\mathbf{B}} \underline{\mathbf{U}}_{\dot{\underline{\mathbf{e}}q}} - \underline{\mathbf{I}} \underline{\mathbf{P}} &= 0 \\ \Leftrightarrow \underline{\mathbf{U}}_{\dot{\underline{\mathbf{e}}q}} &= -(\underline{\mathbf{B}})^{-1} (\underline{\mathbf{A}} \underline{\mathbf{X}} + \underline{\mathbf{I}} \underline{\mathbf{P}}) \end{aligned} \quad (4.48)$$

La matrice  $\underline{\mathbf{B}}$  est inversible, ce qui nous permet d'exprimer les composantes du vecteur  $\underline{\mathbf{U}}_{\dot{\underline{\mathbf{e}}q}}$  :

$$\underline{\mathbf{U}}_{\text{éq}} = \begin{pmatrix} V_{sd\text{éq}} \\ V_{sq\text{éq}} \\ V_{rd\text{éq}} \\ V_{rq\text{éq}} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{R_s}{L_s\sigma} \phi_{sd} - P_{1d} \\ \frac{R_s}{L_s\sigma} \phi_{sq} - P_{1q} \\ \frac{R_r}{L_r\sigma} \phi_{rd} - P_{2d} \\ \frac{R_r}{L_r\sigma} \phi_{rq} - P_{2q} \end{pmatrix} \quad (4.49)$$

Le terme discontinu de commande est équivalent à l'expression (4.35) :

$$\underline{\Delta\mathbf{U}} = \tilde{\mathbb{K}}_\phi |\underline{\mathbf{S}}|^{\alpha_j} \text{sign}(\underline{\mathbf{S}}) \quad (4.50)$$

Avec  $\underline{\mathbf{S}} = \underline{\Delta\mathbf{X}}$  et  $\alpha_j$  pouvant varier d'une composante à l'autre. Les gains de la matrice  $\tilde{\mathbb{K}}_\phi$  peuvent être déterminés avec une expression similaire aux équations (4.36) et (4.37) :

$$0 < \tilde{\mathbb{K}}_\phi < \frac{\underline{\mathbf{U}}_{\text{max}} - \underline{\mathbf{U}}_{\text{éq}}}{|\underline{\mathbf{S}}_{\text{max}}|^{\alpha_j}} \quad (4.51)$$

#### 4.5.1.2 Schéma de commande avec des régulateurs à modes glissants appliqués aux modes rapides liés aux flux

L'application de la stratégie de commande à cette modélisation en flux de la MADA est exprimée sur la figure 4.18.

Pour rester cohérent avec les contrôles linéaires déjà bâtis et pouvoir conclure sur les performances de cette régulation associée à cette modélisation, nous la testerons avec les deux principes d'imposition des puissances déjà énoncés :

- régulateurs de pulsations réparties
- réglage angulaire.

### 4.5.2 Modes lents liés à la vitesse

#### 4.5.2.1 Mise en équation avec un régulateur à mode glissant

Les équations mécaniques étant tout à fait les mêmes que celles énoncées précédemment, nous pourrions consulter cette section (§4.4.2) pour obtenir la mise en équation générale du système.

La relation liant le couple de référence  $C_{em_{réf}}$  au flux de référence  $\phi_{rq_{réf}}$  est :

$$\phi_{rq_{réf}} = \frac{C_{réf}}{N_p \phi_{sn}} M_{sr} \left( 1 - \frac{L_r L_s}{M_{sr}^2} \right) \quad (4.52)$$

Notons

$$K_\phi = \frac{M_{sr}}{N_p \phi_{sn}} \left( 1 - \frac{L_r L_s}{M_{sr}^2} \right) \quad (4.53)$$

tel que :

$$\phi_{rq_{réf}} = K_\phi C_{réf} \quad (4.54)$$

Cela nous permet d'appliquer le principe classique de régulation en "cascade" entre les modes rapides et les modes lents.

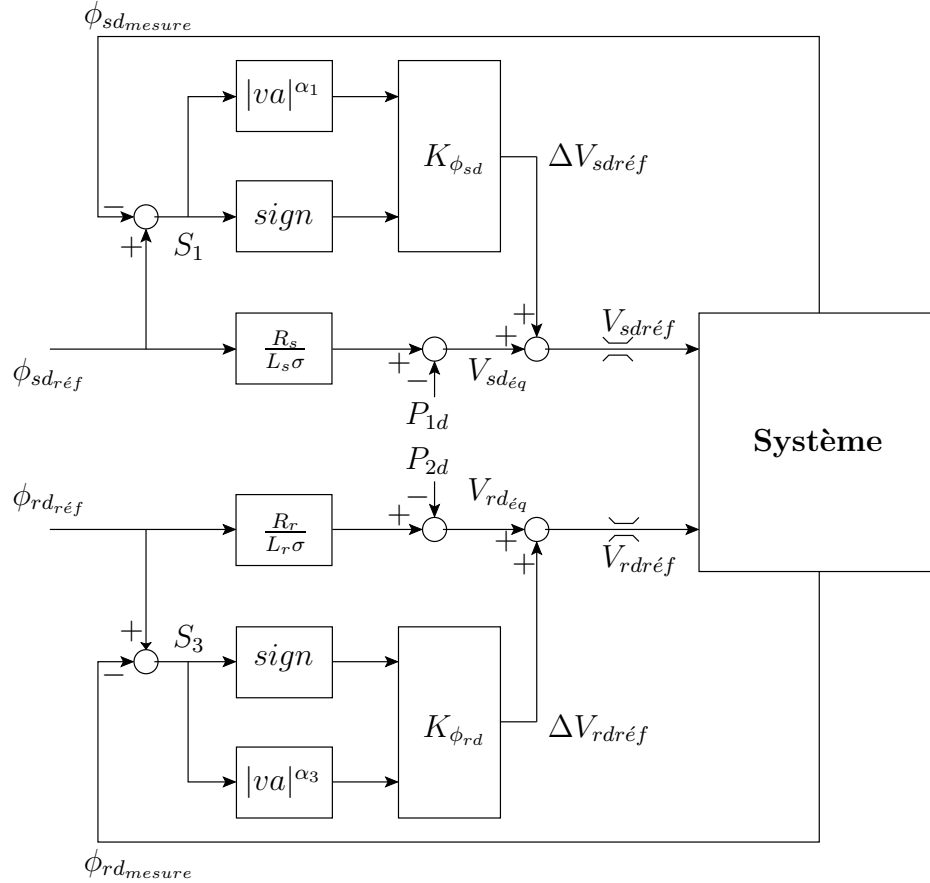


FIG. 4.18: Principe de régulation à mode glissant appliqué aux modes rapides : régulation des flux liés à l'axe  $d$

#### 4.5.2.2 Schéma de commande du mode mécanique avec un régulateur à mode glissant

La loi de commande  $C_{em\text{réf}} = C_{em\acute{e}q} + \Delta C_{em}$  permet d'établir le schéma de contrôle de la vitesse donné sur la figure 4.19.

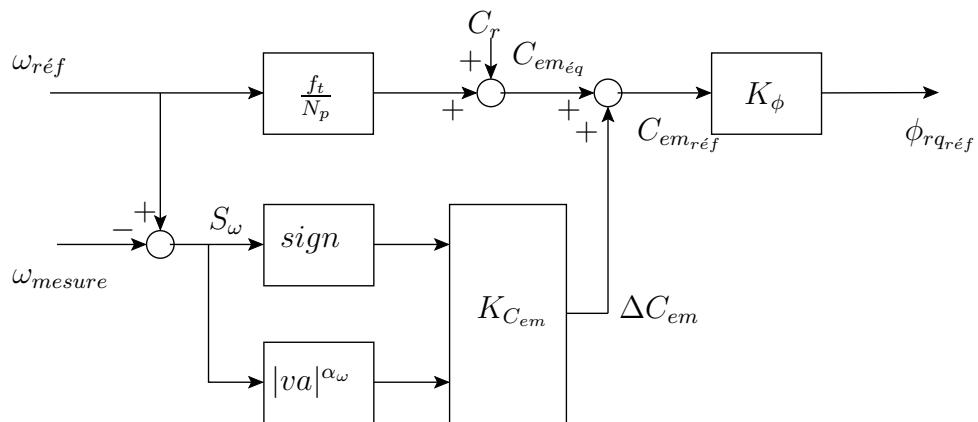


FIG. 4.19: Principe de régulation à mode glissant sur les modes lents

### 4.5.3 Résultats de simulation

Nous allons appliquer le cycle de vitesse qui nous sert de cycle de test pour ce mémoire. Les résultats de simulation présentés ont été obtenus en appliquant une régulation à mode glissant à partir d'une modélisation en flux, avec des pulsations de transition qui minimisent les discontinuités des fréquences. Pour les autres possibilités de pulsation de transition, seule l'évaluation du critère IAE sera présentée.

#### 4.5.3.1 Régulateur réparti de pulsation

La réponse de la vitesse pour le cycle de vitesse de référence déjà présenté, est illustrée sur la figure 4.20.

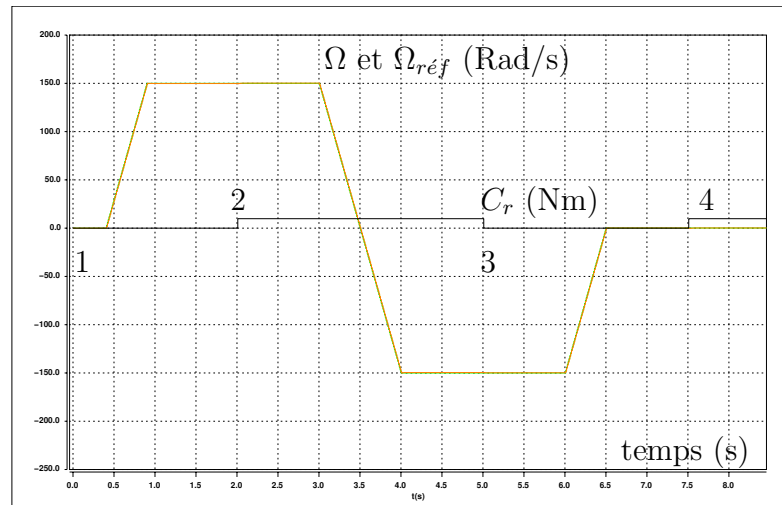


FIG. 4.20: Référence et vitesse mesurée

Nous noterons que cette réponse est très satisfaisante bien que la vitesse ait une erreur statique lors de l'application d'un couple résistant. La figure 4.21 présente le plan de phase de la vitesse simulé jusqu'à  $t = 2s$ . Il s'agit de la variation de l'accélération en fonction de la vitesse de rotation de la MADA, le temps est un paramètre.

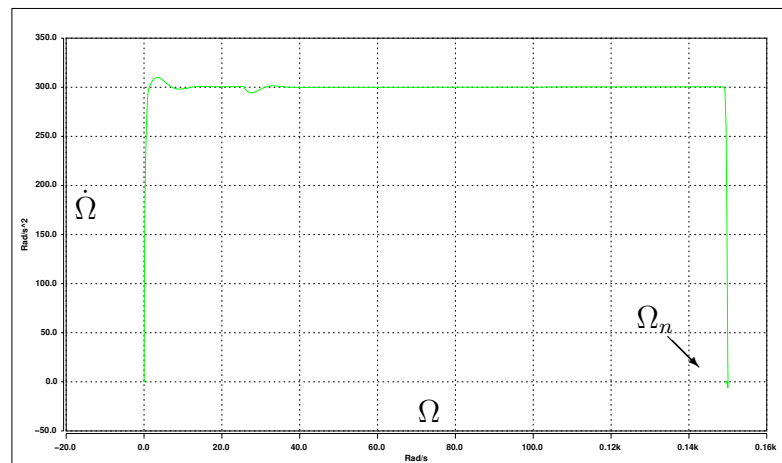


FIG. 4.21: Plan de phase - Vitesse et accélération - Imposition angulaire

Nous pouvons constater que la dynamique est meilleure. Les oscillations de l'accélération en régime permanent sont moindres.

La réponse des pulsations statorique et rotorique est présentée sur la figure 4.22.

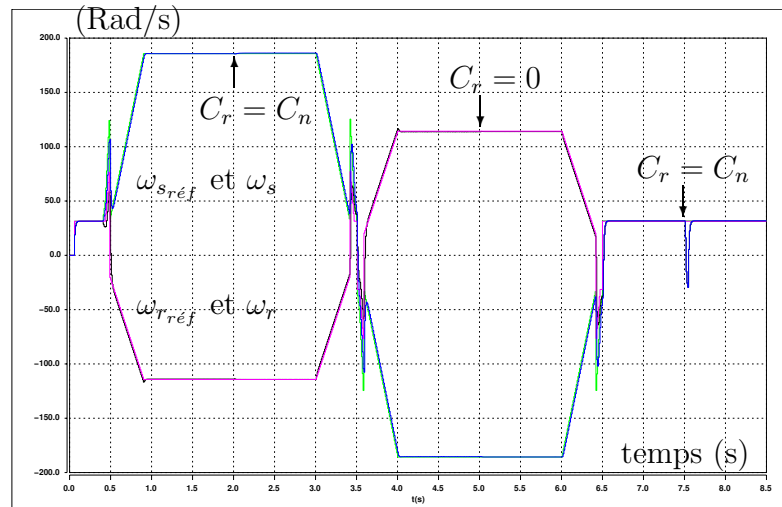


FIG. 4.22: Pulsations désirées et mesurées

Nous retrouvons au niveau des pulsations la très faible erreur statique lors de l'impact du couple de charge. Nous remarquons également, qu'au niveau des faibles vitesses le comportement n'est pas celui attendu. Effectivement, lors d'un impact du couple de charge il y a une perte de contrôle des pulsations. La fréquence minimale de fonctionnement n'est momentanément pas assurée.

La réponse des composantes du flux statorique est donnée sur la figure 4.23.

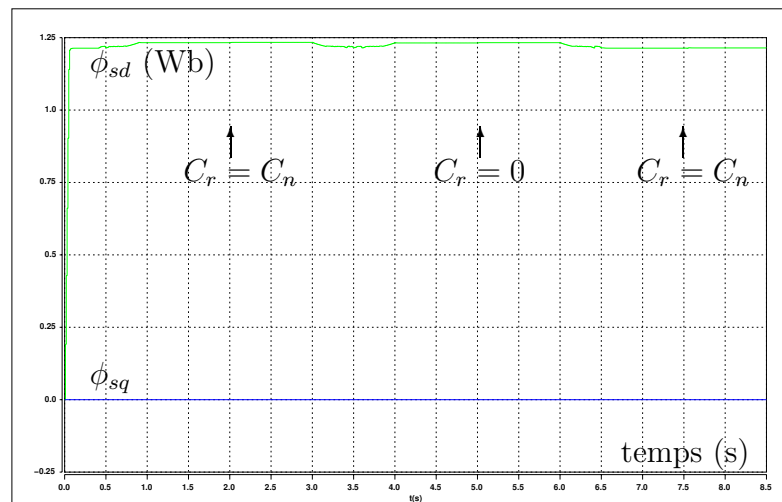


FIG. 4.23: Composantes du flux statorique

Nous pouvons être satisfait de la régulation de l'état magnétique de la machine, effectivement, il ne subit pas d'oscillations. L'impact du couple de charge n'a pas d'influence sur les composantes du flux statorique de la MADA. Par contre, on notera une légère erreur statique en régime permanent suite à un changement de consigne de vitesse de référence.

La figure 4.24 présente la représentation dans l'espace à trois dimensions de trois grandeurs de référence.

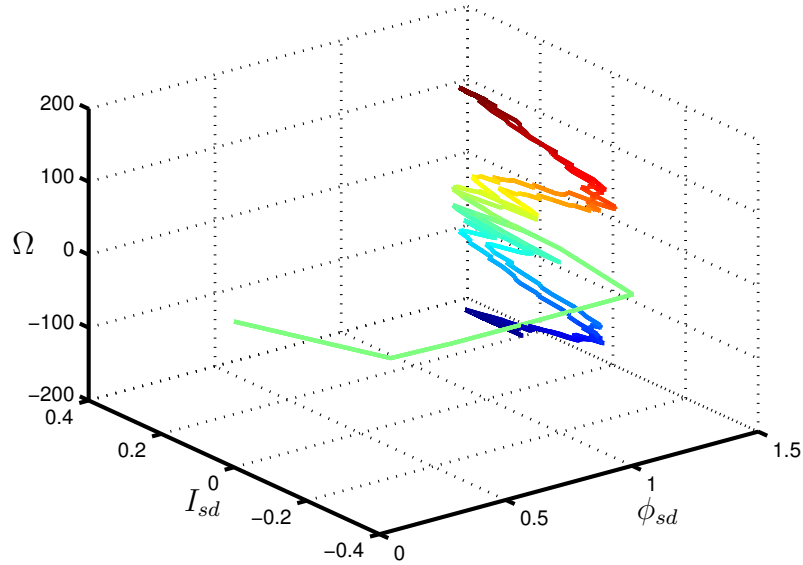


FIG. 4.24: Représentation en 3 dimensions des surfaces des réponses du flux et du courant statorique dans l'axe  $d$  et de la vitesse

Sur cette figure deux grandeurs restent sur leur surface de commutation, il s'agit du flux statorique direct et de la vitesse. Nous constatons que lors des changements de vitesse de référence, le courant statorique direct oscille beaucoup. Mais l'amplitude de ces oscillations est faible. Nous en concluons que bien qu'imposé indirectement, le courant statorique dans l'axe  $d$  est proche de zéro, ce qui garantit un facteur de puissance très proche de l'unité pour le stator.

L'évaluation du critère IAE appliqué au flux statorique et à la pulsation statorique est donné dans le tableau 4.3 suivant :

Domaine de variation	Magnétisation $t_1 = 0.3s$		Vitesse nominale $t_2 = 1.5s$		Vitesse nominale avec $C_r$ $t_3 = 2.5s$	
	$IAE_{\underline{\phi}_s}$	$IAE_{\omega_s}$	$IAE_{\underline{\phi}_s}$	$IAE_{\omega_s}$	$IAE_{\underline{\phi}_s}$	$IAE_{\omega_s}$
Plage de variation maximale	0.030	0.29	0.057	7.56	0.080	7.82
Plage de variation classique	0.034	0.3	0.054	5.74	0.077	6.0
Plage de variation avec discontinuité minimale	0.03	0.3	0.053	4.22	0.076	4.48

TAB. 4.3: Critères IAE

A la vue des résultats de ce tableau, nous pouvons conclure que le contrôle du

flux statorique bien qu'a priori satisfaisant, n'est pas excellent. En effet, le critère ne fait qu'augmenter preuve d'une erreur statique. Nous ne sommes donc pas en présence d'une stratégie de contrôle idéale pour la maîtrise de l'état magnétique de la machine. Pour ce qui concerne les pulsations, au contraire de ce que nous avons pu penser, le critère témoigne d'une très bonne régulation des pulsations. Ce dernier fait parti des meilleures valeurs que nous avons obtenu et ceci malgré l'application d'un couple de charge. L'amplitude de l'erreur statique aperçue sur la figure 4.22 est donc très limitée.

#### 4.5.3.2 Réglage angulaire

Pour une stratégie de répartition des puissances utilisant le principe d'imposition angulaire, nous avons obtenu une réponse de la vitesse présentée sur la figure 4.25.

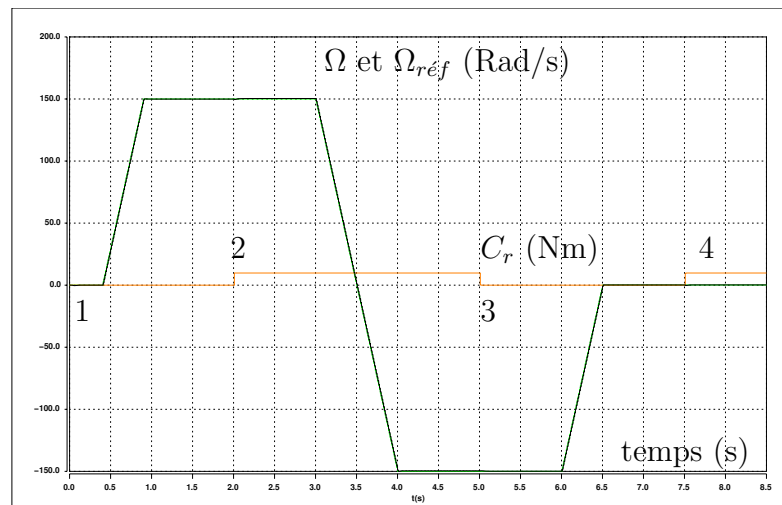


FIG. 4.25: Référence et vitesse mesurée

La réponse en vitesse est très satisfaisante dans toutes les zones de fonctionnement. Que la machine tourne à vitesse nominale ou à vitesse réduite, les impacts de charge n'ont pas d'influence sur sa valeur.

Les réponses des pulsations sont illustrées par la figure 4.26.

Nous avons une très bonne régulation des pulsations. Une fréquence minimale de fonctionnement est appliquée lors de la magnétisation et lors du fonctionnement à faible vitesse. La répartition des pulsations a lieu en fonctionnement à vitesse nominale. Le couple de charge n'a pas d'effet sur les réponses des pulsations.

La réponse des composantes du flux statorique est donnée sur la figure 4.27. Nous constatons qu'en régime permanent, la composante directe du flux statorique a une erreur statique. Un fonctionnement à faible vitesse n'a pas de conséquence sur l'état magnétique de la machine. Les impacts du couple de charge ne perturbent pas cette réponse. Nous pouvons tout de même noter une légère oscillation de la composante en quadrature du flux statorique. Le plan de phase de la vitesse, et la représentation en trois dimensions du flux et du courant direct statorique ne sont pas donnés car ils sont très similaires aux figures déjà présentées.

Le critère IAE est donné dans le tableau 4.4 suivant, pour cette stratégie de commande à mode glissant.

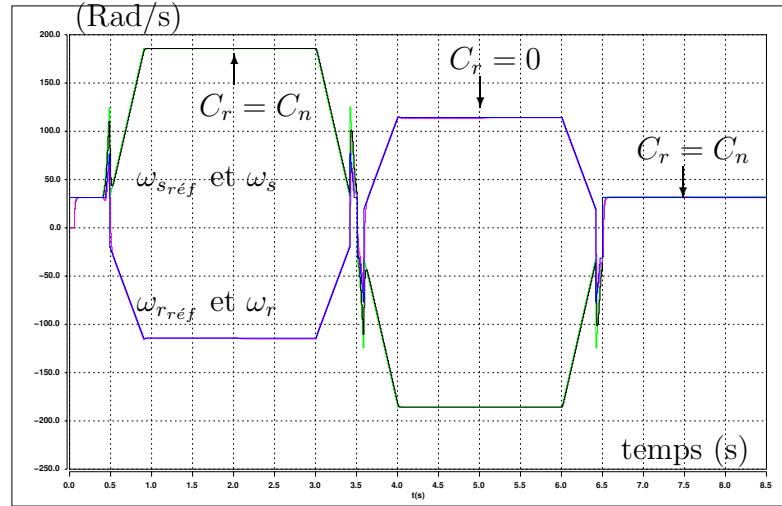


FIG. 4.26: Pulsations désirées et mesurées

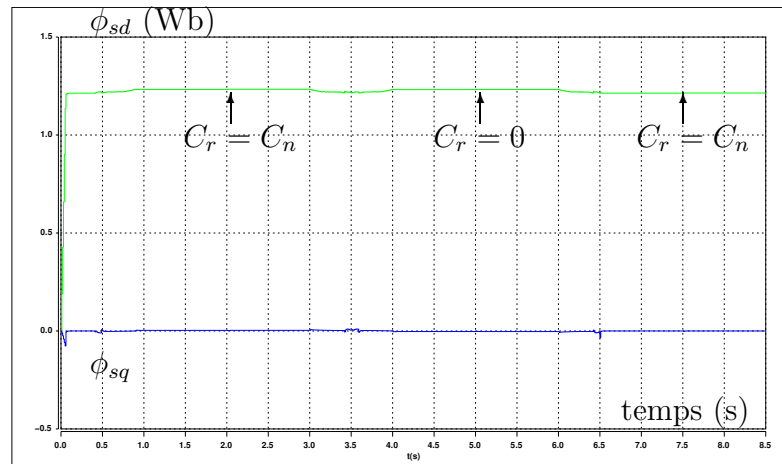


FIG. 4.27: Composantes du flux statorique

Domaine de variation	Magnétisation $t_1 = 0.3s$		Vitesse nominale $t_2 = 1.5s$		Vitesse nominale avec $C_r$ $t_3 = 2.5s$	
	$IAE_{\phi_s}$	$IAE_{\omega_s}$	$IAE_{\phi_s}$	$IAE_{\omega_s}$	$IAE_{\phi_s}$	$IAE_{\omega_s}$
Plage de varia- tion maximale	0.030	0.27	0.057	5.43	0.080	5.43
Plage de varia- tion classique	0.03	0.27	0.054	4.09	0.077	4.09
Plage de varia- tion avec dis- continuité mi- nimale	0.03	0.27	0.053	3.0	0.077	3.0

TAB. 4.4: Critères IAE



Nous remarquons deux choses suite à ce tableau :

- nous n’avons pas amélioré le critère du point de vue du flux statorique. Le critère IAE a sensiblement les mêmes valeurs que celles trouvées précédemment. Son augmentation aux divers instants témoigne de l’erreur statique commise et des oscillations de la composante en quadrature.
- le critère relatif à la pulsation statorique est meilleur. Nous sommes beaucoup plus précis sur la régulation des pulsations que sur la régulation de flux.

#### 4.5.3.3 Conclusions

Nous avons dans cette section appliqué la théorie de **régulation à mode glissant** à une modélisation de la MADA de type **flux**. La stratégie de contrôle non-linéaire a été appliquée aux modes lents (mécaniques) et rapides (liés aux flux). Les deux modes de répartition de la puissance ont été utilisés, régulateur réparti et imposition angulaire. Les résultats de simulation présentés ont été trouvés pour des pulsations de transition minimisant la discontinuité des fréquences. Les meilleurs résultats de simulation ont été obtenus pour une stratégie de répartition des puissances appliquant la **méthode d’imposition angulaire**. Le **critère IAE** appliqué au flux statorique et à la pulsation statorique confirme ces résultats. Pourtant, il révèle aussi une erreur statique du flux en régime permanent. Ceci permet de conclure que bien qu’étant performante au niveau du contrôle des pulsations cette méthode de contrôle l’est moins pour l’état magnétique de la machine.

## 4.6 Régime glissant discret, application à une modélisation en courant

Un certain nombre d’auteurs préconisent d’utiliser l’implantation discrète des algorithmes de commande basés sur les stratégies à modes de glissement [2], [3], [30], [56]. Comme nous avons utilisé lors de l’implantation du contrôle vectoriel les expressions discrètes des régulateurs par la méthode de la transformé en  $Z$ , nous nous sommes penché sur cette stratégie de contrôle discret. Nous sommes parvenu à implanter cet algorithme discret pour une modélisation de la MADA de type courant, en adoptant une stratégie de réglage angulaire pour la répartition des puissances. Devant la complexité pour la mise en oeuvre et le peu de gain en matière de résultats que cette méthodologie amène, nous nous contenterons donc de ne l’appliquer qu’à la modélisation en courant de la MADA. Nous ne verrons pas la modélisation en flux, et nous ne l’appliquerons qu’à la stratégie de répartition des puissances par réglage angulaire. (Il n’y a qu’avec cette dernière stratégie que les résultats peuvent être exploités et comparés aux précédents).

Les auteurs avertissent dans [2] et [3] que cette méthode de discrétisation s’apparente d’avantage à un contrôle par loi d’approche qu’à un contrôle par mode glissant. Les deux sont liés comme nous l’avons précisé. Effectivement l’utilisation d’un contrôle par mode de glissement nécessite la mise en oeuvre d’une loi d’approche.

Ce contrôle à mode glissant discret est plus approprié au contrôle de la vitesse. Pourtant, nous tâcherons de l’appliquer aussi à notre contrôle de courant de façon à obtenir des algorithmes discrets, que ce soient pour les modes rapides liés aux

courants ou pour les modes lents liés à la vitesse. Effectivement, nous voulons avoir une démarche homogène pour l'ensemble du système quel que soit le mode concerné, rapide ou lent.

#### 4.6.1 Application aux modes rapides liés aux courants

##### 4.6.1.1 Mise en équation

Nous n'appliquons ce mode de contrôle discret qu'au courant statorique direct de notre système. Cela permet de considérer un système d'équations beaucoup plus simple. Ensuite nous généraliserons cette démarche aux trois autres courants.

Nous considérons une loi d'approche discrète dont l'expression est :

$$\Delta S(k+1) = -\alpha S(k) \quad (4.55)$$

$k$  représente l'instant d'échantillonnage,  $k \in \mathbb{N} = 0, 1, 2, \dots, n$ .  $\alpha$  est une constante positive.  $\Delta$  est l'opérateur tel que pour  $g$ , fonction quelconque,

$$\Delta g(k+1) = \frac{g(k+1) - g(k)}{T_e} \quad (4.56)$$

$T_e$  est la période d'échantillonnage et la condition initiale est  $\Delta g(0) = 0$  (point au repos). L'expression de la surface de commutation s'écrit :

$$S(k+1) = \lambda \varepsilon(k) + \Delta \varepsilon(k) \quad (4.57)$$

Dans le cas de notre étude, nous considérons

$$\begin{aligned} S(k) &= S_{I_{sd}}(k) \\ \varepsilon(k) &= \varepsilon_{I_{sd}}(k) = I_{sd_{réf}}(k) - I_{sd}(k) \\ \Delta \varepsilon(k) &= \Delta \varepsilon_{I_{sd}}(k) \\ \lambda &= \lambda_{I_{sd}} \\ \alpha &= \alpha_{I_{sd}} \end{aligned} \quad (4.58)$$

Les gains  $\lambda$  et  $\alpha$  seront donc différents suivant l'axe et le côté concerné. Avec la loi d'approche définie (Eq. 4.55), la fonction de commutation va exponentiellement tendre vers zéro avec la dynamique définie par  $\alpha$ .

Nous rappelons maintenant les expressions des fonctions de transfert discrètes déjà citées :

$$\left\{ \begin{array}{l} T_I^s(z^{-1}) = \frac{z^{-1} a_s}{1 - z^{-1} b_s} \\ b_s = \exp\left(\frac{-T_e}{T_s \sigma}\right) \\ a_s = \frac{(1 - b_s)}{R_s} \\ \\ T_I^r(z^{-1}) = \frac{z^{-1} a_r}{1 - z^{-1} b_r} \\ b_r = \exp\left(\frac{-T_e}{T_r \sigma}\right) \\ a_r = \frac{(1 - b_r)}{R_r} \end{array} \right. \quad (4.59)$$

En utilisant les expressions discrètes nous synthétisons l'algorithme discret dédié au courant statorique direct :

$$I_{sd}(k) - b_s I_{sd}(k-1) = V_{sd1réf1}(k-1) a_s \quad (4.60)$$

Dans le cas d'une boucle fermée, et en utilisant les équations (4.56), (4.57) et (4.58), nous obtenons :

$$\begin{aligned} \Delta S(k+1) = & \frac{1}{T_e} \\ & \cdot \left[ (1 + \lambda T_e) \left( \Delta I_{sdréf}(k+1) - \frac{a_s}{T_e} V_{sd1réf1}(k) + \frac{(1 - b_s)}{T_e} I_{sd}(k) \right) \right. \\ & \left. - \Delta \varepsilon(k) \right] \end{aligned} \quad (4.61)$$

Puis, en combinant avec l'expression (4.55), nous obtenons l'expression de la tension intermédiaire de commande suivante :

$$\begin{aligned} V_{sd1réf1}(k) = & K_{I_{sd}} S(k) \\ & + \frac{(1 - b_s)}{T_e} I_{sd}(k) - \frac{T_e}{a_s(1 + \lambda T_e)} \Delta \varepsilon(k) \end{aligned} \quad (4.62)$$

$$K_{I_{sd}} = \frac{\alpha T_e^2}{a_s(1 + \lambda T_e)}$$

Cette dernière expression, correspond à une entrée de consigne de type échelon, ce qui revient à annuler le terme  $\Delta I_{sdréf}$  de l'équation (4.61). La deuxième partie de l'équation (4.62) contient le terme  $K_{I_{sd}éq} \Delta \varepsilon(k)$ , avec,

$$K_{I_{sd}éq} = - \frac{T_e}{a_s(1 + \lambda T_e)} \quad (4.63)$$

qui peut-être vu comme l'équivalent discret de la commande équivalente  $\underline{U}_{éq}$  précédemment définie. C'est le terme de commande qui permet de maintenir la trajectoire sur la surface de commutation  $\Delta S(k) = 0$ .

Pour que la trajectoire converge vers la surface de commutation, [2], [3], nous devons respecter l'inégalité :

$$0 < \alpha < \frac{2}{T_e} \quad (4.64)$$

pour  $b_s$  suffisamment proche de zéro, il vient :

$$b_s = \exp\frac{-T_e}{T_s\sigma} \cong 1 - \frac{T_e}{T_s\sigma} \quad (4.65)$$

Finalement, nous pouvons définir les limites de  $K_{I_{sd}}$ , soit :

$$0 < K_{I_{sd}} < \frac{2L_s\sigma}{(1-\lambda T_e)} \quad (4.66)$$

Nous procédons de la même façon pour déterminer les valeurs des gains, et les expressions des tensions de commande à appliquer pour les autres courants. Par conséquent la tension intermédiaire de référence qui concerne le courant statorique dans l'axe en quadrature est :

$$\begin{aligned} V_{sq1réf1}(k) &= K_{I_{sq}} S_{I_{sq}}(k) \\ &+ \frac{(1-b_s)}{T_e} I_{sq}(k) - \frac{T_e}{a_s(1+\lambda_{I_{sq}} T_e)} \Delta\varepsilon_{I_{sq}}(k) \\ K_{I_{sq}} &= \frac{\alpha_{I_{sq}} T_e^2}{a_s(1+\lambda_{I_{sq}} T_e)} \\ K_{I_{sq}éq} &= -\frac{T_e}{a_s(1+\lambda_{I_{sq}} T_e)} \\ 0 < K_{I_{sq}} &< \frac{2L_s\sigma}{(1-\lambda_{I_{sq}} T_e)} \end{aligned} \quad (4.67)$$

En ce qui concerne le courant rotorique direct, la commande à appliquer s'écrit comme ci-dessous :

$$\begin{aligned} V_{rd1réf1}(k) &= K_{I_{rd}} S_{I_{rd}}(k) \\ &+ \frac{(1-b_r)}{T_e} I_{rd}(k) - \frac{T_e}{a_r(1+\lambda_{I_{rd}} T_e)} \Delta\varepsilon_{I_{rd}}(k) \\ K_{I_{rd}} &= \frac{\alpha_{I_{rd}} T_e^2}{a_r(1+\lambda_{I_{rd}} T_e)} \\ K_{I_{rd}éq} &= -\frac{T_e}{a_r(1+\lambda_{I_{rd}} T_e)} \\ 0 < K_{I_{rd}} &< \frac{2L_r\sigma}{(1-\lambda_{I_{rd}} T_e)} \end{aligned} \quad (4.68)$$

Le courant rotorique en quadrature sera contrôlée selon la loi de commande qui s'exprime :

$$\begin{aligned}
 V_{rq1réf1}(k) &= K_{I_{rq}} S_{I_{rq}}(k) \\
 &\quad + \frac{(1 - b_r)}{T_e} I_{rq}(k) - \frac{T_e}{a_r(1 + \lambda_{I_{rq}} T_e)} \Delta \varepsilon_{I_{rq}}(k) \\
 K_{I_{rq}} &= \frac{\alpha_{I_{rq}} T_e^2}{a_r(1 + \lambda_{I_{rq}} T_e)} \\
 K_{I_{rq}éq} &= -\frac{T_e}{a_r(1 + \lambda_{I_{rq}} T_e)} \\
 0 < K_{I_{rq}} &< \frac{2 L_r \sigma}{(1 - \lambda_{I_{rq}} T_e)}
 \end{aligned} \tag{4.69}$$

Dans chacun de ces cas,  $\alpha_i$  et  $\lambda_i$ ,  $i \in (I_{sd}, I_{sq}, I_{rd}, I_{rq})$ , peuvent avoir des valeurs différentes et déterminés en fonction des paramètres de la machine. Dans notre simulation de façon à rester cohérent avec les premières études réalisées, nous avons choisi  $\lambda_i = 1 \forall i$ . Les  $\alpha_i$  sont choisis en fonction de la dynamique désirée.

#### 4.6.1.2 Schéma de contrôle générique des modes rapides liés aux courants

Le schéma de la boucle fermée concernant le courant  $I_{sd}$  est présenté sur la figure 4.28.

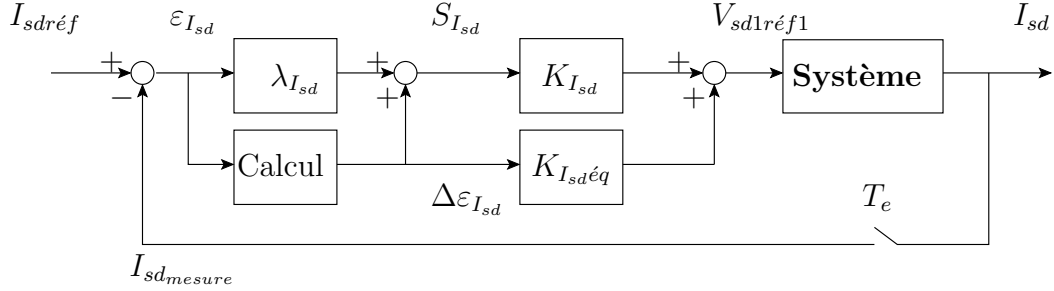


FIG. 4.28: Principe de régulation discrète à mode glissant sur les modes rapides : application à une régulation de courant statorique dans l'axe  $d$

Le bloc "Système" représente ici l'ensemble des équations modélisant le système. Ce schéma peut-être reproduit pour les trois autres courants.

## 4.6.2 Modes lents liés à la vitesse

### 4.6.2.1 Mise en équation

Le mode lent étudié ici correspond à la vitesse de rotation de la MADA. Nous retiendrons ici l'hypothèse de la séparation des modes. Dans ce cas, on supposera que la dynamique de la boucle interne de courant associé au courant statorique en quadrature  $I_{sq}$  est infiniment plus rapide par rapport à celle de la vitesse. Cette

boucle de courant est représentée par un intégrateur discret noté  $T_{int}(z^{-1})$ . Les délais introduits par cette boucle sont alors ignorés.

Sur le schéma que nous donnons plus loin, (Fig. 4.29), nous retrouvons les fonctions de transferts et les paramètres considérés :

$$\left\{ \begin{array}{l} T_{\Omega}^s(z^{-1}) = Z(T_{boz}(p) T_{\Omega}^s(p)) \\ \quad = \frac{z^{-1} a_v}{1 - z^{-1} b_v} \\ b_v = \exp \frac{-T_e}{T_v} \\ a_v = \frac{(1-b_v)}{f_t} \\ T_v = \frac{J_t}{f_t} \\ \\ T_{int}(z^{-1}) = \frac{T_e}{1 - z^{-1}} \\ \\ C_{em_{réf}} = K_{Cem} I_{sq_{réf}} \\ K_{Cem} = N_p \phi_{sn} \\ K_T = \frac{1}{K_{Cem}} \end{array} \right. \quad (4.70)$$

La discrétisation de la fonction de transfert "continue" de la vitesse est obtenue par l'utilisation d'un bloqueur d'ordre zéro  $T_{boz}(p)$ . Nous considérons également dans cette modélisation, que le flux est constant et qu'une relation de proportionnalité lie le couple et le courant statorique en quadrature. Cette relation s'exprime par le biais du gain  $K_{Cem}$ . Nous pouvons déduire des expressions (4.70) l'algorithme discret liant la vitesse de rotation de la machine à la référence sortant du régulateur de vitesse :

$$\Omega(k) - (1 + b_v) \Omega(k-1) + b_v \Omega(k-2) = K_{Cem} T_e a_v U(k-1) \quad (4.71)$$

Nous choisissons de prendre une surface de commutation telle que :

$$\begin{aligned} S_{\Omega}(k+1) &= \lambda_{\Omega} \varepsilon_{\Omega}(k) + \Delta \varepsilon_{\Omega}(k) \\ \text{avec } \varepsilon_{\Omega}(k) &= \Omega_{réf} - \Omega \end{aligned} \quad (4.72)$$

Nous introduisons ensuite l'équation (4.56), d'où :

$$\begin{aligned} \Delta S_{\Omega}(k+1) &= \frac{(1 + \lambda_{\Omega} T_e)}{T_e} \\ &\cdot \left[ \Delta \Omega_{réf}(k+1) - b_v \Omega_{réf}(k) - K_{Cem} a_v U(k) \right. \\ &\quad \left. + \left( b_v - \frac{1}{(1 + \lambda_{\Omega} T_e)} \right) \Delta \varepsilon_{\Omega}(k) \right] \end{aligned} \quad (4.73)$$

En choisissant  $\alpha = \alpha_{\Omega}$  et en la plaçant dans l'équation (4.55), nous obtenons pour le couple de référence l'expression suivante :

$$U(k) = K_{\Omega} S_{\Omega}(k) + K_{\Omega_{\acute{e}q}} \Delta \varepsilon_{\Omega}(k) \quad (4.74)$$

Avec

$$K_{\Omega} = \frac{\alpha_{\Omega} T_e}{K_{Cem} a_v (1 + \lambda_{\Omega} T_e)} \quad (4.75)$$

$$K_{\Omega_{\acute{e}q}} = \frac{(1 + \lambda_{\Omega} T_e) b_v - 1}{(1 + \lambda_{\Omega} T_e) K_{Cem} a_v}$$

En tenant compte de l'équation (4.64) et si on considère que  $b_v$  est suffisamment petit pour être très proche de zéro :

$$b_v = \exp\left(-\frac{T_e}{T_v}\right) \cong 1 - \frac{T_e}{T_v} \quad (4.76)$$

Les valeurs limites du gain  $K_{\Omega}$  sont définies comme suit :

$$0 < K_{\Omega} < \frac{2 J_t}{(1 - \lambda_{\Omega} T_e) K_{Cem} T_e} \quad (4.77)$$

Nous venons d'exprimer l'algorithme pour le mode lent lié à la vitesse de rotation du moteur. Une présentation plus détaillée de la démarche employée lors de cette synthèse est développée dans l'annexe C.

#### 4.6.2.2 Mise en oeuvre du schéma de contrôle de la vitesse à partir d'une "discrétisation" du mode glissant

Cette stratégie de contrôle discrète appliquée à la régulation de la vitesse de rotation de la MADA est résumée sur la figure 4.29.

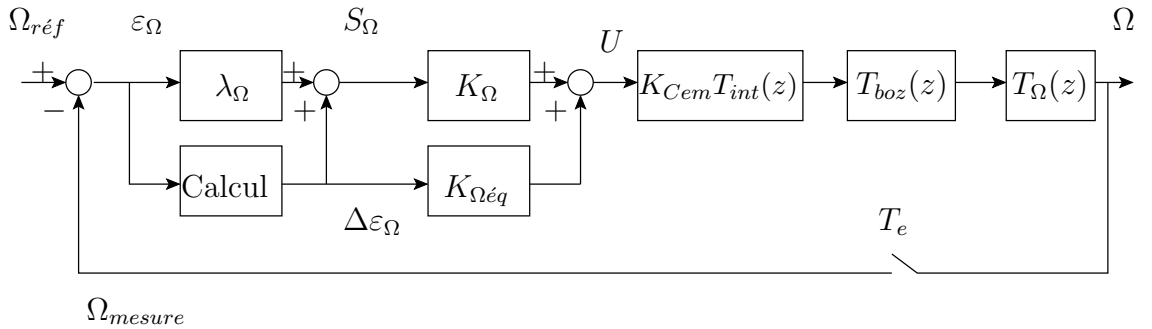


FIG. 4.29: Principe de régulation à mode glissant discrète sur les modes lents : application à une régulation de vitesse de rotation

#### 4.6.3 Résultats de simulation

Les résultats de simulation sont obtenus par application de la théorie précédente aux modes lents et rapides d'une MADA modélisée en courant. Les pulsations de transition sont choisies de façon à minimiser l'amplitude de la discontinuité des fréquences.

La réponse au cycle de vitesse utilisé pour ce mémoire est donnée sur la figure 4.30.

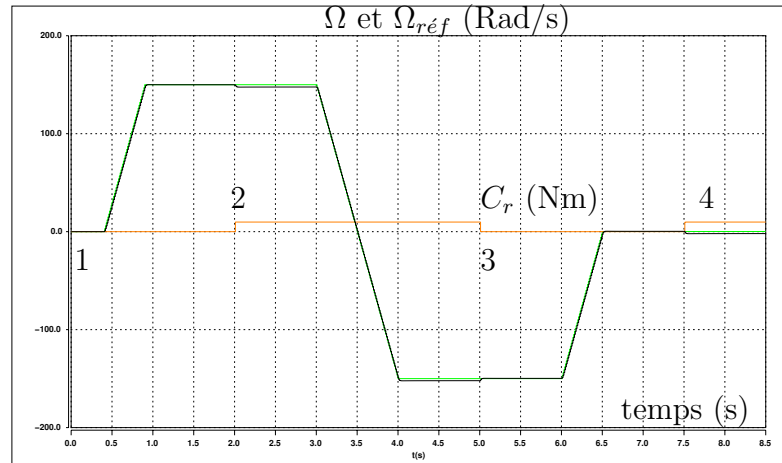


FIG. 4.30: Référence et vitesse mesurée - Mode glissant discretisé

Cette réponse est satisfaisante mais présente tout de même une erreur statique au niveau de l'impact du couple de charge. La réponse à une référence de vitesse faible est correcte. Dans cette zone de fonctionnement, on retrouve l'erreur statique lors de l'impact de charge. Le plan de phase de la vitesse est donné sur la figure 4.31.

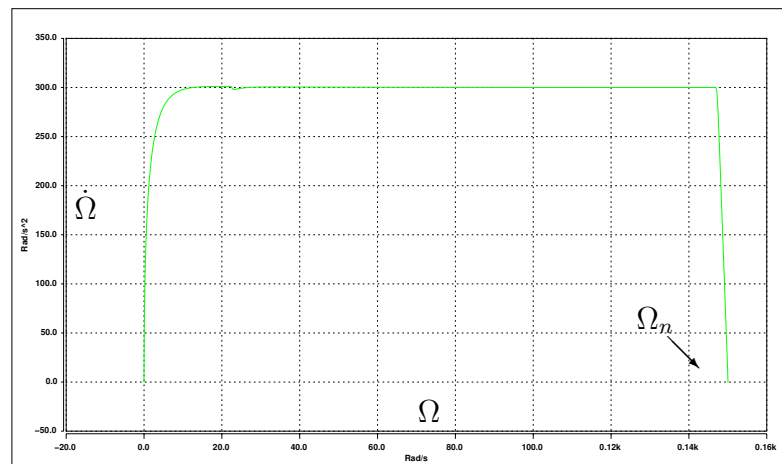


FIG. 4.31: Plan de phase - Vitesse et accélération - Imposition angulaire

En régime permanent de vitesse, il n'y a pas d'oscillation de l'accélération. Comme nous l'avons déjà constaté, nous avons un très bon asservissement de la vitesse.

La figure 4.32 présente la réponse des pulsations pour le même cycle de vitesse.

Dans toutes les zones de fonctionnement, l'asservissement des pulsations est satisfaisant. L'erreur statique vue sur la vitesse est produite par une erreur statique sur la pulsation rotorique et non compensée par la pulsation statorique.

La réponse des composantes du flux statorique est illustré sur la figure 4.33. Sur cette figure, il est clair que les impacts du couple de charge n'ont pas d'influence. Un fonctionnement à basse vitesse est possible sans que l'état magnétique de la machine ne soit affecté. Par contre, la dynamique de réponse du flux est moins bonne en comparaison aux réponses produites par les autres contrôles. Quand nous décidons d'augmenter cette dynamique, l'ensemble du système diverge. Cette



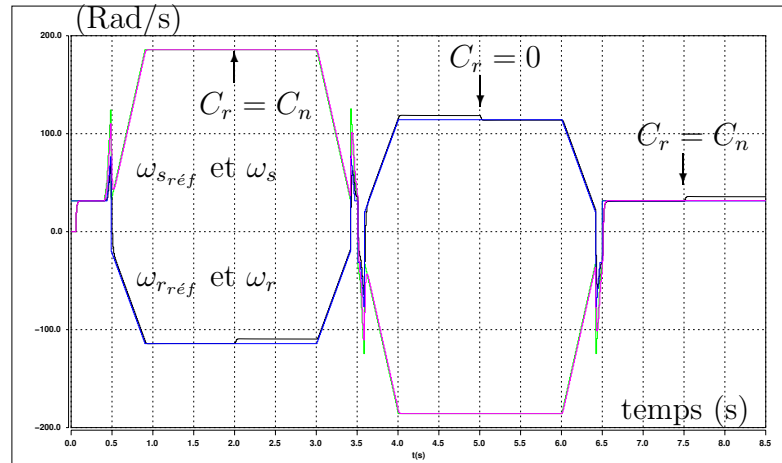


FIG. 4.32: Pulsations désirées et mesurées - Mode glissant discrétisé

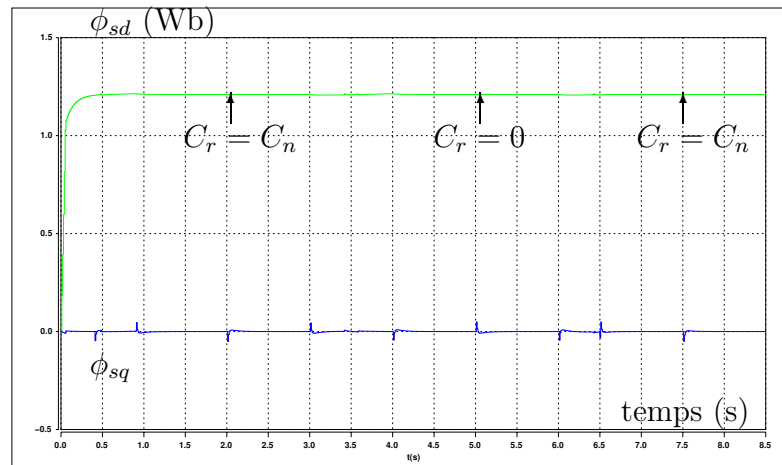


FIG. 4.33: Composantes du flux statorique - Mode glissant discrétisé

stratégie de régulation est très sensible à la valeur des gains de réglage.

Si nous nous intéressons maintenant à la réponse du couple électromagnétique de la MADA, nous obtenons les courbes illustrées par la figure 4.34.

Dans ces courbes, il apparaît que le couple n'est pas oscillant en régime permanent. La figure 4.35 présente la représentation dans l'espace à trois dimensions de la vitesse, du courant et du flux statorique direct. Nous constatons que les réponses restent confinées sur leur surface de commutation. L'intersection des trois surfaces donne l'état du système en régime permanent.

Le tableau 4.5 présente les résultats du critère IAE appliqué au flux statorique et à la pulsation statorique.

Le critère IAE appliqué au flux statorique confirme les mauvaises performances de la régulation liée aux flux. En effet la valeur du critère en régime permanent après magnétisation est élevée. Les valeurs de cette évaluation du critère ne changent pas après impact du couple de charge à la vitesse nominale de rotation. Il semble qu'une fois le flux installé, la régulation des modes rapides soit robuste aux variations des paramètres mécaniques. Pour ce qui est du critère appliqué à la pulsation statorique, nous voyons que c'est une des meilleures évaluations que nous ayons eu. Pourtant nous avons vu une erreur statique au niveau de la réponse en vitesse.

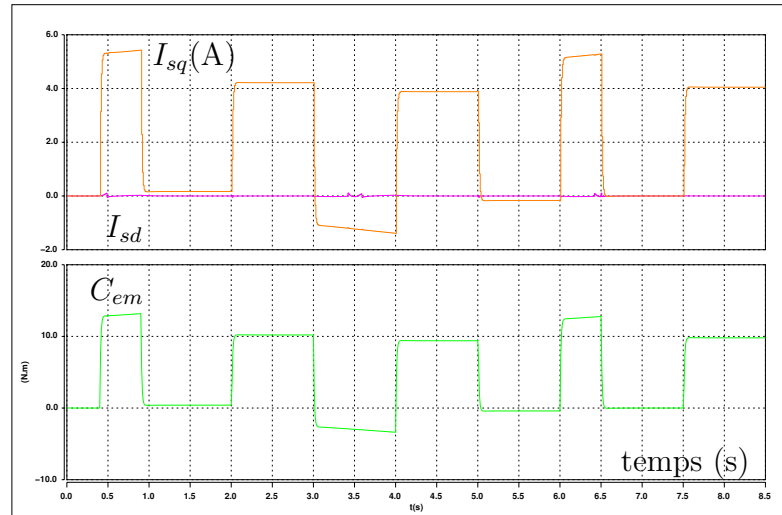


FIG. 4.34: Composantes du courant statorique, et couple électromagnétique de la MADA - Mode glissant discrétisé

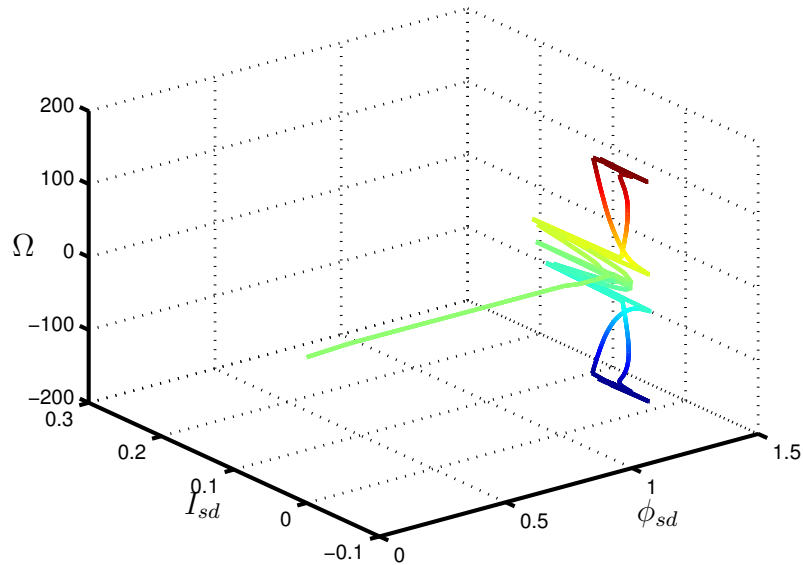


FIG. 4.35: Représentation en 3 dimensions des surfaces des réponses du flux et du courant statorique dans l'axe  $d$  et de la vitesse

Celle ci n'apparaît pas dans l'évaluation du critère car elle a été produite par la pulsation rotorique. La pulsation statorique quant à elle a été très bien asservie.

#### 4.6.4 Conclusions

Une stratégie de commande à **mode glissant discrète** a été développée et appliquée à une **modélisation en courant** de la MADA. Nous avons eu des résultats intéressants pour une stratégie de répartition de la puissance utilisant la méthode de l'**imposition angulaire**. Les pulsations de transition ont été choisies de façon à minimiser la discontinuité des fréquences. Les courbes de simulation montrent de **bonnes performances** du contrôle sur l'**état magnétique** de la machine. Pourtant, la dynamique mesurée n'est pas particulièrement excellente.

Domaine de variation	Magnétisation $t_1 = 0.4s$		Vitesse nominale $t_2 = 1.5s$		Vitesse nominale avec $C_r$ $t_3 = 2.5s$	
	$IAE_{\phi_s}$	$IAE_{\omega_s}$	$IAE_{\phi_s}$	$IAE_{\omega_s}$	$IAE_{\phi_s}$	$IAE_{\omega_s}$
Plage de variation maximale	0.0499	0.279	0.053	5.43	0.0533	5.435
Plage de variation classique	0.049	0.27	0.0511	4.09	0.0514	4.099
Plage de variation avec discontinuité minimale	0.049	0.27	0.0511	3.0	0.0511	3.0

TAB. 4.5: Critères IAE

L'asservissement de la pulsation statorique est bien réalisé, nous avons au niveau de cette dernière une très bonne évaluation du **critère IAE**. Par contre, la réponse de la pulsation rotorique présente une erreur statique après un impact du couple de charge. La courbe du couple électromagnétique très satisfaisante compte tenu des discontinuités amenés par la discrétisation d'une commande déjà non linéaire.

Pourtant, malgré des résultats très positifs, cette méthode de régulation discrète ne nous satisfait pas pleinement. En effet, elle est d'une part, complexe à synthétiser, et d'autre part très **sensible à la variation de ces gains de réglage**. Cette étude constitue de notre part un aperçu d'intérêt. Nous avons testé sa complexité de mise en oeuvre face à ces résultats. Effectivement la nature même des lois de commande liées à un régime glissant est en quelque sorte discrète. Mais comme un certain nombre d'auteurs considèrent qu'il vaut mieux utiliser une régulation à mode glissante discrète, nous l'avons testée dans ce chapitre.

## 4.7 Stratégie mixte

### 4.7.1 Mise en équation

Afin d'être le plus complet possible, nous étudions dans cette section un régulateur à mode glissant discret pour la boucle de vitesse, associé aux régulateurs discrets linéaires des courants. Il s'agit de développer une stratégie mixte et de comparer ces résultats avec ceux obtenus précédemment. Il est à noter que cette méthodologie est la plus souvent utilisée et décrite dans la bibliographie [3].

Dans ces conditions, la boucle de vitesse est obtenue selon la mise en équation et le schéma déjà définis (§4.6.2). La boucle de courant est obtenue suivant la stratégie de contrôle vectoriel linéaire développée (§3.3.1). L'équation de liaison entre les deux stratégies de contrôle est :

$$Cem_{réf} = K_{Cem} I_{sqréf} \quad (4.78)$$

### 4.7.2 Résultats de simulation

Nous présentons les résultats de simulation obtenus pour des pulsations de transition minimisant la discontinuité des fréquences. La stratégie a été appliquée avec une méthode de répartition des puissances utilisant l'imposition angulaire.

La réponse en vitesse de la MADA au cycle de consigne de référence demandée est présentée sur la figure 4.36.

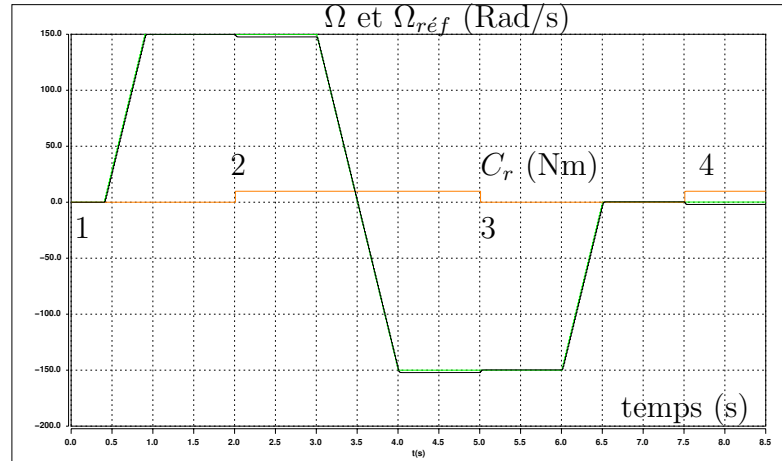


FIG. 4.36: Référence et vitesse mesurée - Stratégie "mixte"

Nous sommes satisfaits de cette réponse. Effectivement, elle est parfaitement asservie à la vitesse de référence. Pourtant, un impact du couple de charge entraîne une erreur statique.

La réponse des pulsations statorique et rotorique est donnée sur la figure 4.37.

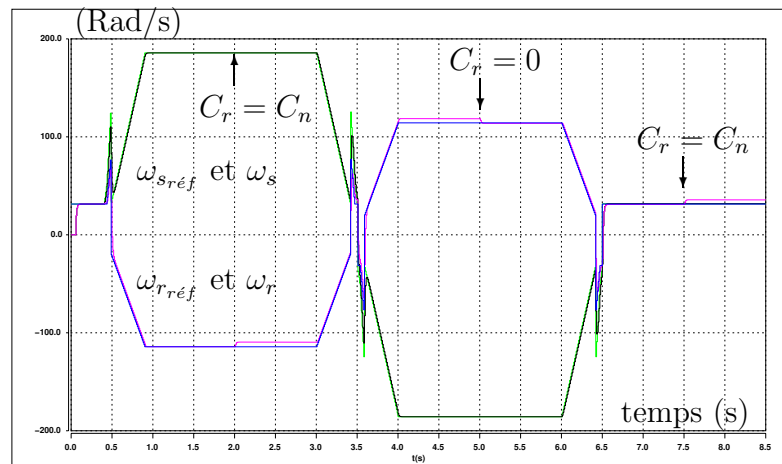


FIG. 4.37: Pulsations désirées et mesurées - Stratégie "mixte"

Nous constatons qu'à l'image d'une régulation à mode glissant discrète, c'est la pulsation rotorique qui a une erreur statique après impact du couple de charge. Le comportement de la pulsation statorique est quant à lui très satisfaisant.

La réponse des composantes du flux statorique est concluante. Elle est présentée sur la figure 4.38.

Le flux statorique direct ne montre pas d'influence à une variation de la consigne

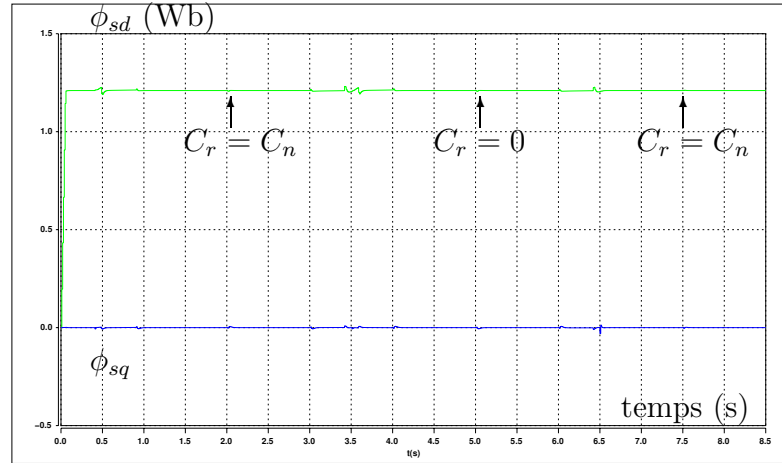


FIG. 4.38: Composantes du flux statorique - Stratégie "mixte"

de vitesse ou à un impact du couple de charge. Par contre, la composante en quadrature, présente des légères oscillations lors d'un changement de consigne de référence ou lors des impacts du couple de charge. Les courbes du plan de phase de la vitesse et de la représentation dans l'espace à trois dimensions ne sont pas données car elles sont très semblables aux courbes précédentes.

L'évaluation du critère IAE appliqué au flux statorique et à la pulsation statorique est présenté dans le tableau 4.6 suivant.

Domaine de variation	Magnétisation $t_1 = 0.3s$		Vitesse nominale $t_2 = 1.5s$		Vitesse nominale avec $C_r$ $t_3 = 2.5s$	
	$IAE_{\phi_s}$	$IAE_{\omega_s}$	$IAE_{\phi_s}$	$IAE_{\omega_s}$	$IAE_{\phi_s}$	$IAE_{\omega_s}$
Plage de variation maximale	0.0331	0.277	0.042	5.43	0.0424	5.434
Plage de variation classique	0.0331	0.277	0.037	4.095	0.0376	4.098
Plage de variation avec discontinuité minimale	0.033	0.277	0.035	3.0	0.0352	3.01

TAB. 4.6: Critères IAE - Stratégie "mixte"

Nous constatons à travers ce tableau que le critère appliqué à ces deux variables est très bon. Effectivement, sa valeur est l'une des meilleures que nous ayons obtenu. Ces résultats sont à relativiser car effectivement, ils ne concernent que deux variables. Si nous prenons par exemple la pulsation rotorique, les conclusions auraient été différentes.

### 4.7.3 Conclusion sur une stratégie mixte

Nous avons appliqué une stratégie à **mode glissant discrète** sur le mode lent, liés à la vitesse. Nous avons ensuite utilisé pour l'asservissement des courants des **régulateurs linéaires (des *PI* discrets)** dont la synthèse a été vue au chapitre 3. Cette **stratégie mixte** a été complexifiée par l'utilisation de la loi de répartition de la puissance et notamment par la **méthode d'imposition angulaire**.

Nous voulions obtenir les performances du contrôle linéaire sur l'asservissement indirects des flux, et les performances du régulateur à mode glissant discret sur l'asservissement des pulsations. Les résultats obtenus confirment la validité de la démarche.

## 4.8 Influence d'un modulateur à largeur d'impulsion

Nous allons essayer de caractériser l'influence d'un modulateur à largeur d'impulsion sur une régulation à mode glissant. Pour cela nous allons nous placer dans configuration donnant de bons résultats : il s'agit d'une régulation à mode glissant basée sur une modélisation en flux de la MADA et dont la répartition de la puissance est faite par imposition angulaire.

La modulation à largeur d'impulsion est dite régulière symétrique, la période de découpage est de  $200\mu s$  et les temps morts de  $4\mu s$ .

### 4.8.1 Résultats de simulation

La réponse en vitesse du système est illustrée sur la figure 4.39.

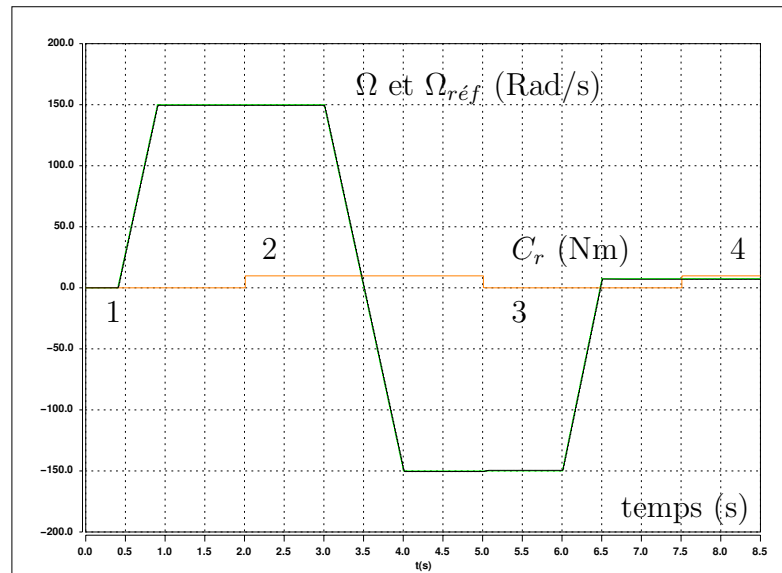


FIG. 4.39: Référence et vitesse mesurée - Influence MLI

Cette réponse est très proche des courbes que nous avons déjà obtenues. Elle est satisfaisante dans toutes les zones de fonctionnement, nous voyons que l'impact de couple de charge n'a pas d'effets sur la réponse en vitesse. L'accélération en

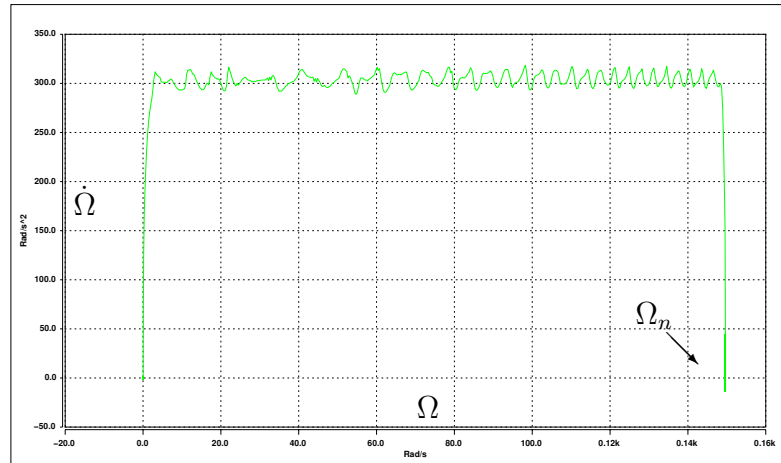


FIG. 4.40: Plan de phase - Vitesse et accélération - Imposition angulaire

fonction de la vitesse est donnée sur la figure 4.40. Cette figure illustre la légère oscillation de l'accélération lorsque la vitesse est proche de zéro. Il s'agit de la zone de magnétisation. Lorsque la vitesse a atteint son régime permanent (sur cette figure lorsque  $t = 2s$ ), il subsiste également une oscillation de l'accélération.

La réponse des pulsations statorique et rotorique est identique à ce que nous avons déjà obtenue. Nous nous reporterons donc aux figures précédentes (Fig. 4.26). Les composantes du flux statorique sont présentées sur la figure 4.41.

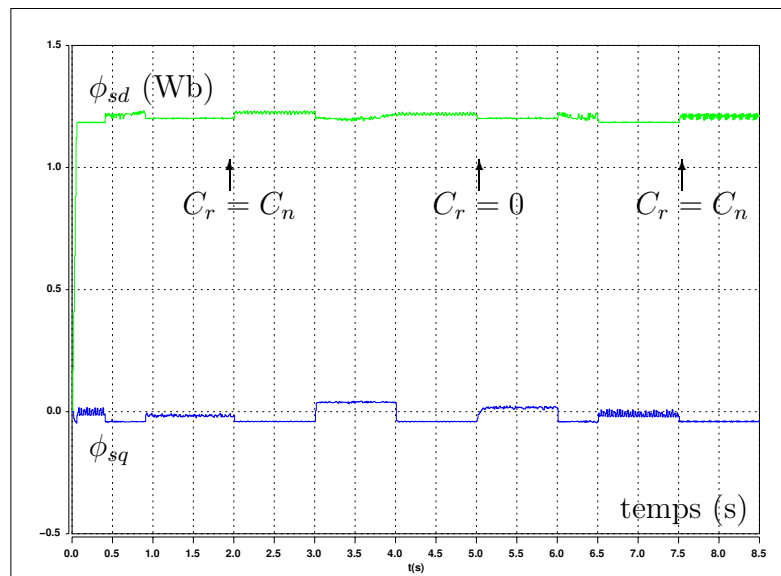


FIG. 4.41: Composantes du flux statorique - Influence MLI

La composante du flux statorique dans l'axe en quadrature est particulièrement sensible aux impacts du couple de charge et aux variations de vitesse de référence. Le flux statorique direct bien qu'asservi, oscille suivant les variations de vitesse et les impacts du couple de charge.

Nous donnons sur la figure 4.42 les courbes de réponses des composantes des courants statoriques et le couple électromagnétique.

Nous constatons sur cette figure des oscillations de couple lors du régime perma-

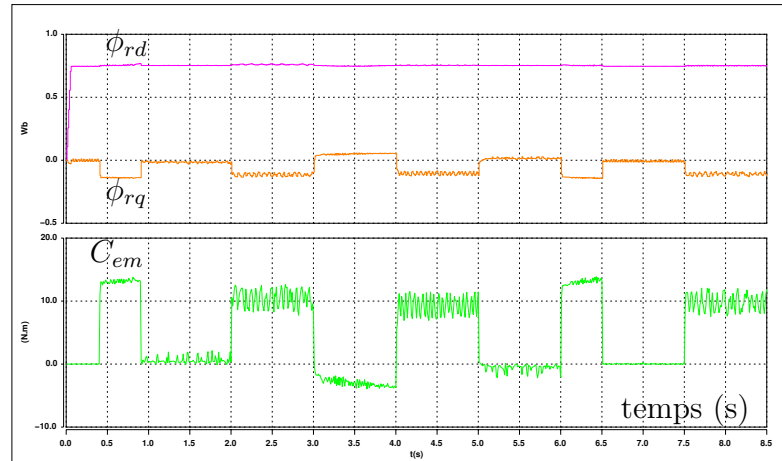


FIG. 4.42: Composantes du courant statorique et couple électromagnétique - Influence MLI

ment de la vitesse. L'introduction d'un modulateur à largeur d'impulsion amène de fortes non linéarités. Ces dernières se combinent avec les discontinuités déjà présentes (répartition des puissances, fréquence minimale de fonctionnement, ...) pour produire ces oscillations.

Par contre, on retrouve une composante du flux rotorique proportionnelle au flux statorique désiré  $\phi_{sn}$ . La composante en quadrature du flux rotorique est elle inversement proportionnelle au couple électromagnétique.

L'espace à trois dimension illustré sur la figure 4.43 permet de visualiser la trajectoire de la réponse du système. Nous en concluons que le contrôle de l'état

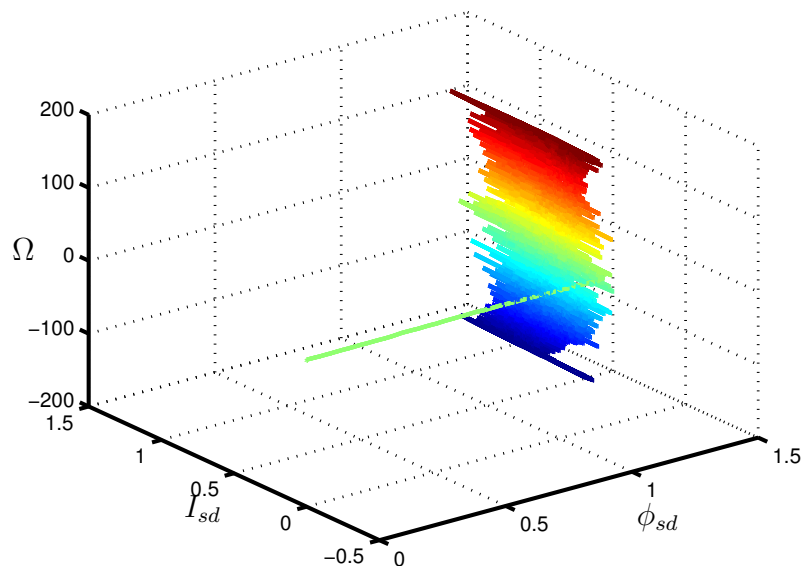


FIG. 4.43: Représentation en 3 dimensions des surfaces des réponses de la vitesse, du flux et du courant statorique dans l'axe  $d$

magnétique et de la vitesse de la machine est bon. Par contre, nous remarquons sur toute la plage de fonctionnement des oscillations du courant statorique.

Le critère IAE évalué pour différentes pulsations de transition est présenté dans le tableau 4.7.



Domaine de variation	Magnétisation	Vitesse nominale	Vitesse nominale avec $C_r$
	$t_1 = 0.3s$	$t_2 = 1.5s$	$t_3 = 2.5s$
Plage de variation classique	0.0405	0.0535	0.0657
Plage de variation avec discontinuité minimale	0.0405	0.0533	0.0654

TAB. 4.7: Critère IAE appliqué au flux statorique - Influence MLI

Ce tableau confirme que les composantes du flux statorique oscillent fortement tout au long des différents cycles appliqués. Pour des pulsations de transition maximisant la discontinuité des fréquences, les simulations ne sont pas concluantes. Elles ne sont donc pas données.

Les courbes de simulation des puissances actives statorique et rotorique et de la puissance réactive statorique sont illustrées sur la figure 4.44.

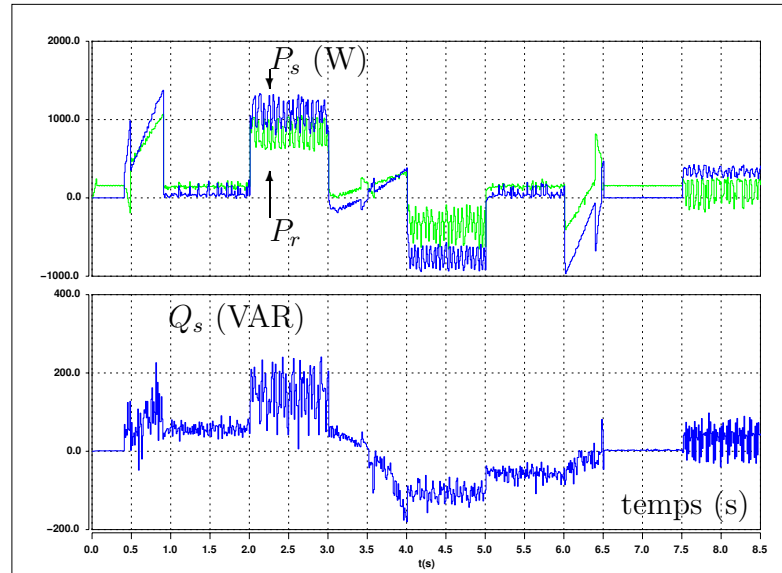


FIG. 4.44: Puissances actives statoriques et rotoriques, puissance réactive statorique - Influence MLI

Il y a bien une répartition de la puissance active suivant un coefficient. Nous remarquons qu'en premier lieu la puissance réactive statorique est faible et proche de zéro. Nous sommes donc satisfait de cette réponse. Les puissances actives sont quant à elles réparties. Nous noterons qu'en fonctionnement à vitesse nominale avec couple résistant, là où une MAS serait à puissance nominale de la machine, nous n'atteignons pas sur chacun des côtés cette puissance. Nous avons donc encore une marge d'accélération de la MADA. Nous sommes satisfait du fait que les puissances actives sont également asservies et réparties en régime transitoire.

Si nous traçons sur la figure 4.45, le coefficient de proportionnalité, entre les puissances actives, nous remarquons qu'en régime permanent, il n'atteint pas la valeur que nous souhaitons ( $k_{pn} = 1.625$ ).

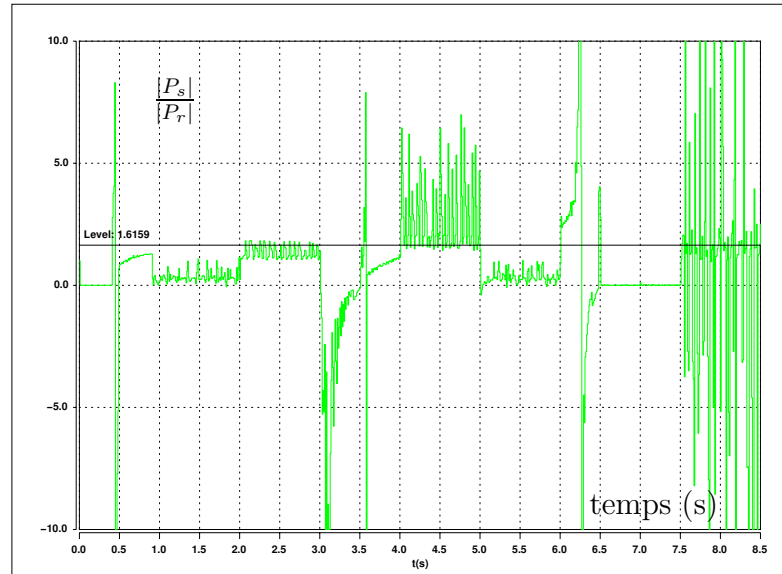


FIG. 4.45: Rapport des puissances actives - Influence MLI

A nouveau, lorsque le cycle de vitesse est en régime permanent avec un couple résistant, nous constatons que la valeur du coefficient de proportionnalité n'est pas très éloignée de la valeur de référence.

#### 4.8.2 Conclusion

Dans ce paragraphe, nous avons cherché à caractériser l'influence d'un **modulateur à largeur d'impulsion** sur une **stratégie à mode glissant** basée sur une **modélisation en flux** de la MADA associée à une répartition de la puissance par **imposition angulaire**. Nous choisissons cette stratégie, moins performante que celle basée sur une modélisation de courant, car elle se révèle beaucoup plus flexible quand on lui applique un modulateur MLI. Ainsi, toutes les pulsations de transition ont pu être testées. Cette stratégie a fonctionné dans une plage de programmation des **temps morts** allant de  $4\mu s$  à  $10\mu s$  pour une période d'échantillonnage de  $200\mu s$ . Nous avons ainsi pu constater que les **puissances actives** étaient bien réparties en régimes permanent et transitoire. Le coefficient de proportionnalité n'est malheureusement pas respecté sur toute la plage de variation de la vitesse. Les composantes du flux statorique présentent quelques oscillations. Les oscillations constatées sur la réponse du couple électromagnétique comporte également les oscillations. Nous pouvons émettre l'hypothèse que l'introduction d'un modulateur à largeur d'impulsion vient ajouter des discontinuités dans un système déjà fortement non linéaire : CSV, répartition des puissances, fréquence minimale de fonctionnement, et surtout imposition angulaire...

## 4.9 Conclusion générale sur une stratégie à mode glissant appliquée à la MADA

Nous avons dans ce chapitre balayé certaines possibilités de contrôle de la MADA par une stratégie de contrôle non-linéaire. Le contrôle développé s'est appuyé sur la théorie des systèmes à structures variables. La **commande par mode de glissement**, a été testée sur les deux types de modélisations proposées pour la MADA, une modélisation utilisant les courants comme variables de contrôle et une modélisation utilisant les flux. Une stratégie de contrôle par **mode glissant discret** a ensuite été implantée et simulée. Enfin, une **stratégie de contrôle mixte** a été testée. Le mode lent est asservi par un contrôle à mode glissant discret, tandis que les modes rapides utilisent des régulateur *PI* discrets linéaires. Pour chacune des stratégies de contrôle, nous avons également donné la valeur du **critère IAE** appliqué au flux statorique et à la pulsation statorique.

Sur l'ensemble des stratégies pratiquement toutes ont donné des **résultats de simulation** satisfaisants. Pourtant, on notera que la modélisation en flux a montré quelques limites lors de l'utilisation de la stratégie à mode glissant. Nous avons vu que le critère IAE était moins bon que pour une modélisation en courant. En effet, la composante directe du flux statorique présente une légère erreur statique. A l'inverse, la composante en quadrature ne montre pas d'oscillations lors de changement de vitesse de référence ou lors d'impact du couple de charge. L'association contrôle par mode glissant - modélisation en flux est très intéressante car elle constitue une étape préalable au fonctionnement vers lequel nous désirons tendre. Nous souhaitons supprimer à terme le modulateur et obtenir un contrôle par la méthode DTC. En effet, le contrôle par mode glissant, de par sa constitution, définit en quelque sortes des zones discontinues de tensions à appliquer. La modélisation en flux nous permet d'avoir un lien direct entre la sortie du régulateur et la tension dans les axes direct ou en quadrature. A l'opposé, une modélisation en courant fait intervenir des tensions intermédiaires.

Les stratégies à mode glissant mixtes et discrètes, n'ont pas la simplicité des premières. Nous pensons que la stratégie mixte, qui est d'ailleurs la plus souvent retenue dans les études publiées, mériterait d'être approfondie. Par contre la stratégie à mode glissant discrète malgré des résultats étonnants ne nous a pas satisfait. Effectivement, elle est très complexe à synthétiser et très sensible à des variations des gains de réglage. Lorsqu'on fait varier leurs valeurs, elle est susceptible de faire diverger les simulations. Pourtant elle a prouvé le très bon découplage entre le flux et le couple qu'elle est capable d'atteindre.

La meilleure des stratégies de contrôle à mode glissant présentée est la stratégie à mode glissant basée sur une modélisation en courant et utilisant la méthode de l'imposition angulaire pour la **répartition des puissances**. Pourtant, lors des tests avec un modulateur à largeur d'impulsion elle ne nous a pas donné pleine satisfaction. Nous lui avons préféré une stratégie basée sur une modélisation en flux avec une répartition des puissances basée sur la méthode de la répartition angulaire.

Nous avons présenté pour ce contrôle l'influence d'un **modulateur à largeur d'impulsion**. Cette stratégie a donné des résultats satisfaisants, confirmés par le critère IAE, sur l'asservissement des composantes du flux statorique et sur la répartition des puissances. Elle nous a autorisé un fonctionnement avec des temps morts

valant  $10\mu s$ . Nous avons pu constater que dans cette configuration les puissances actives étaient réparties en régime transitoire puis permanent. Par contre lorsque nous avons exprimé le ratio des puissances, nous avons constaté qu'il n'était pas constant. Nous n'avons donc pas la répartition espérée au niveau des puissances actives.

Sur l'ensemble de ces stratégies nous avons eu une vue des limites fonctionnelles que nous avons atteintes. Effectivement, l'ensemble des discontinuités que nous avons introduites, répartition des puissances, contrôle par mode de glissement, fréquence minimale de fonctionnement, limitation des tensions de sortie, . . . , ne nous permet pas toujours de maîtriser les réponses obtenues. Nous pensons qu'il serait souhaitable de revenir sur cette étude en s'affranchissant de ces discontinuités. Par exemple, l'absence de répartition de puissance et de fréquence minimale de fonctionnement pourrait permettre de caractériser des phénomènes de commutation propres aux lois de contrôle par mode glissant.

# Chapitre 5

## Réalisation expérimentale

### 5.1 Introduction

Nous allons dans ce chapitre détailler la mise en oeuvre expérimentale des stratégies de commande dont la faisabilité a été testée en simulation fine, dite quasi expérimentation dans l'environnement de *SABER*. Dans une première partie, nous détaillons les éléments de puissance et leur connexion. Puis, nous abordons dans une deuxième partie les aspects de l'informatique industrielle avec le choix des cartes de commande, les signaux et leur mode de communication. Nous verrons également la programmation de ces cartes. Enfin, nous présentons les premiers résultats expérimentaux obtenus pour la phase de magnétisation.

### 5.2 Partie puissance

Nous rappelons sur la figure 5.1 le schéma général du système électrique que nous avons simulé. C'est suivant ce principe que la maquette expérimentale du LEEI a été réalisée.

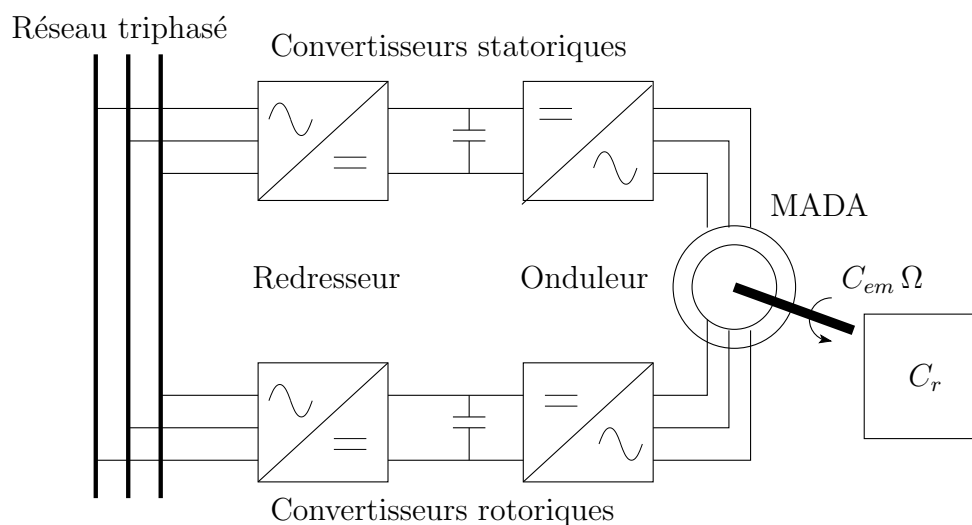


FIG. 5.1: Schéma général utilisant deux redresseurs alimentant deux onduleurs reliés aux enroulements statoriques et rotoriques d'une MADA

La réalisation expérimentale comprend une MADA reliée mécaniquement à une

MCC qui servira de génératrice de charge. Chaque enroulement de la MADA est alimenté par un onduleur de tension à deux niveaux indépendant. Chacun est équipé d'un modulateur à Largeur d'Impulsion. Ce modulateur fait parti de la commande rapprochée.

Afin d'avoir un fonctionnement réversible du variateur avec la MADA, et pouvoir tester un fonctionnement en mode génératrice, nous avons introduit un convertisseur Alternatif - Continu, qui permet d'imposer le couple de charge. Ceci se fait par le pilotage de la Machine à Courant Continu (MCC) en mode moteur. Précisons que la MCC fonctionnera à flux constant. Elle pourra être motrice ou génératrice. La figure 5.2 présente l'ensemble du système réalisé avec sa charge.

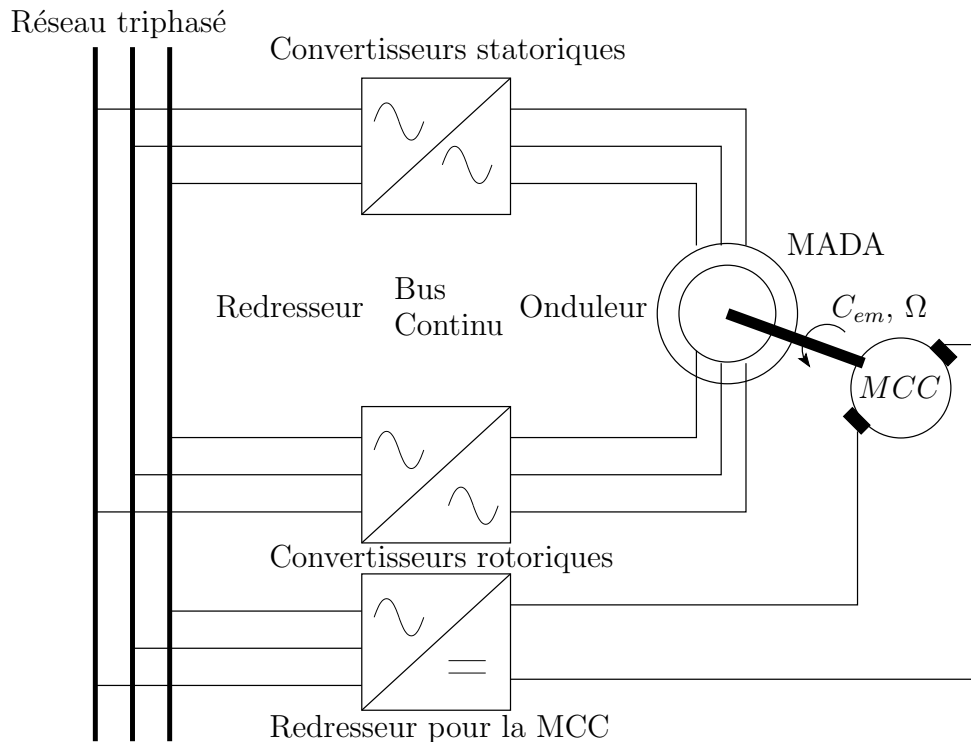


FIG. 5.2: Schéma général utilisé pour la mise en oeuvre expérimentale

Nous pouvons finalement lister les éléments de puissance de la maquette nécessaires à la réalisation expérimentale :

**MADA** : 4 kW

**MCC** : 4.5 kW

**Convertisseurs Alternatif/Continu** : deux redresseurs à diode, plus un redresseur commandable à thyristor,

**Convertisseurs Continu/Alternatif** : deux onduleurs à MLI

**Autres** : Armoire de puissance avec éléments de sécurité et capteurs.

Dans le schéma précédent, nous avons regroupé la mise en série d'un convertisseur Alternatif/Continu et d'un convertisseur Continu/Alternatif sous la forme symbolique d'un convertisseur Alternatif/Alternatif.

### 5.2.1 Machine asynchrone à double alimentation

La machine asynchrone à double alimentation a été fournie par la société *Electronavale*. Les caractéristiques de la machine asynchrone sont données dans le tableau 5.1. Certains de ces paramètres sont donnés par le constructeur de la MADA. Les valeurs des paramètres internes de la machine sont obtenues par caractérisa-

$P$	4.0 kW
$U_{sn}$ (étoile)	400 V
$I_s$	8.4 A
$U_{rn}$ (étoile)	130 V
$I_r$	19 A
$\Omega_n$	1435 tr/min
$R_s$	1.374 $\Omega$
$R_r$	0.100 $\Omega$
$L_s$	0.2241 H
$L_r$	0.0287 H
$M_{sr}$	0.074 H
$\omega_{sn}$	2 $\pi$ 50 Hz

TAB. 5.1: Valeurs des paramètres de la MADA

tion expérimentale à l'aide de la méthode des deux Wattmètres. Ces paramètres concordent avec les valeurs issues du plan d'essais délivré lors de la livraison de la MADA.

Afin de piloter la MADA à l'aide d'onduleurs de tensions, nous avons besoin de définir un certain nombre de paramètres. Ils sont données dans le tableau 5.2. Nous retiendrons la valeur du coefficient de répartition des puissances,  $k_{pn}$ ,

$k_{pn}$	1.3
$f_{cmin}$	5 Hz
$T_{mort}$	2.5 $\mu$ s
$T_e$	200 $\mu$ s
$T_{découpage}$	200 $\mu$ s

TAB. 5.2: Valeurs des paramètres électriques

défini selon [22]. Cette valeur est calculée en effectuant le rapport des puissances actives statoriques et rotoriques. Nous définissons également la fréquence minimale de fonctionnement admissible,  $f_{cmin}$ , suivant [34]. Nous rappelons qu'elle définit la fréquence minimale autorisée par la commande, pour le fondamental des signaux liés aux enroulements statoriques et rotoriques. Autrement dit, les tensions, les courants et les flux des enroulements statoriques et rotoriques ne pourront pas avoir un fondamental dont la fréquence est inférieure à  $f_{cmin}$ . Enfin, pour les onduleurs à

MLI, nous retiendrons la période de découpage  $T_{\text{découpage}}$  qui est égale à la période d'échantillonnage  $T_e$ . Elle correspond à une fréquence de  $5kHz$ . Les temps morts sont fixés à  $2.5\mu s$ , ce choix sera justifié par l'analyse des temps de commutation des interrupteurs. Effectivement, nous considérons que la valeur minimale admissible est  $2.5\mu s$ . Nous justifierons ce choix dans le prochain paragraphe, §5.2.4.1.

L'ensemble de ces paramètres permet de mettre en oeuvre la stratégie de MLI au sein du *FPGA*. Il s'agit de la commande rapprochée du système. La modulation à largeur d'impulsion retenue est "classique" ou "naturelle", il s'agit d'une modulation sinus - triangle, où la modulante sous forme d'un "sinus" sera comparée à une porteuse de type "triangle". La période de la porteuse est synchrone de la période d'échantillonnage  $T_e$ .

### 5.2.2 Machine à courant continu

La machine à courant continu a été fournie par la société *Leroy Somer*. Les paramètres concernant la MCC sont donnés dans le tableau 5.3. Ces paramètres sont disponibles sur la plaque signalétique délivrée par le constructeur de la machine.

$P$	4.5 kW
$U_{sn}$ (inducteur)	160 V
$U_{rn}$ (induit)	220 V
$\Omega_n$	1500 tr/min
$k$	1.8

TAB. 5.3: Valeurs des paramètres de la MCC

Avec  $k$  qui est le gain représentant le fonctionnement à flux constant de la MCC. Cette valeur a été déterminée expérimentalement. Effectivement dans un fonctionnement à flux constant, les équations de liaison électromécanique disponibles sur l'induit de la MCC sont :

$$\begin{aligned} E &= k(\phi) \Omega \\ C &= k(\phi) I \end{aligned} \quad (5.1)$$

Avec  $E$ , le Force Electromotrice (*fem*), et  $C$  le couple électromagnétique de la MCC. On considère donc qu'à flux constant, la *fem* est directement proportionnelle à la vitesse de rotation de la MCC. De façon identique, le couple est proportionnel au courant circulant dans l'induit.

### 5.2.3 Résumé des paramètres

Les valeurs des paramètres mécaniques des deux machines accouplées sont donnés dans le tableau 5.4. Il s'agit de l'inertie totale du groupe tournant,  $J_t$ , et des frottements visqueux à vide  $f_t$  en considérant que la génératrice ne débite pas de courant dans le plan de charge.

Ces valeurs sont obtenues expérimentalement par un relevé de vitesse. Connaissant la valeur de  $k$ , nous pouvons, pour une vitesse donnée et par mesure du courant



$J_t$	0.01862 Nm/Rad/s <sup>2</sup>
$f_t$	0.014 Nm.s/Rad

TAB. 5.4: Valeurs des paramètres mécaniques

d'induit, connaître le couple. La mesure de vitesse permet d'évaluer la valeur des frottements totaux,  $f_t$ . Effectivement, en régime permanent et sans couple résistant, le couple est proportionnel à la vitesse :

$$J_t \frac{d(\Omega(p))}{dt} + f_t \Omega(p) = C_{em}(p) - C_r(p)$$

$$\text{Régime Permanent} \Rightarrow J_t \frac{d(\Omega(p))}{dt} \rightarrow 0 \quad (5.2)$$

et  $C_r(p) = 0$

$$\Rightarrow C_{em}(p) = f_t \Omega(p)$$

Ensuite, nous entraînons l'ensemble du groupe à une vitesse élevée, puis cessons de l'alimenter, tout en relevant la caractéristique de freinage. Ces grandeurs mécaniques correspondent à une fonction de transfert de type premier ordre dont la constante de temps mécanique est  $T_m = \frac{J_t}{f_t} = 0.889s$  et le gain  $K_m = \frac{1}{f_t} = 71.42$  :

$$T(p) = \frac{K_m}{1 + T_m p} \quad (5.3)$$

## 5.2.4 Convertisseurs statiques

### 5.2.4.1 Convertisseurs statique liés à la MADA

Pour des raisons de disponibilité et de prix, nous avons utilisé des variateurs produits par *Schneider Electric (TéléMécanique)*. Ces deux variateurs de vitesse, de la famille des *Altivars 18*, sont destinés à des machines asynchrones à cage. Ce sont des *ATV-18D16N4*, d'une puissance de 11kW alimentés en triphasé. Les caractéristiques électriques extraites de la documentation technique de ces variateurs sont présentées dans le tableau 5.5.

Tension d'alimentation	380...460 V 50/60 Hz triphasé
Courant de ligne	31.8 A
Puissance	11 kW
Courant de sortie permanent	22 A
Courant de sortie transitoire (Pendant 60 secondes)	33 A
Puissance dissipée à la charge nominale	261 W

TAB. 5.5: Caractéristiques des ATV-18D23N4

Ces variateurs sont des produits commercialisés par les distributeurs de la marque. Ils sont constitués d'un redresseur, suivi d'un onduleur. L'ensemble est piloté par des cartes de commande comprenant un étage d'isolation galvanique entre la puissance et la commande. Nous avons fait le choix de nous affranchir de la partie commande. Nous nous sommes donc seulement intéressés aux convertisseurs de puissance réalisants la partie *redressement* et *ondulation*.

**Redresseurs de tension :** il s'agit de redresseurs triphasés à diodes, non réversibles. La réversibilité est assurée par l'onduleur grâce à un bras de freinage auquel l'utilisateur doit rajouter, si il le souhaite, une résistance de freinage. Le couple de freinage alors accepté est de 150% du couple nominal. Si la résistance de freinage n'est pas présente, le couple de freinage accepté est de 30% du couple nominal.

**Onduleurs de tension :** les onduleurs sont connectés aux redresseurs par des capacités qui constituent le bus continu. Les interrupteurs de puissance sont assemblés sous forme de cellules de commutation réunies dans un "pack". Il s'agit d'un "pack" d'IGBT de chez *TOSHIBA*. Il comprend trois bras pour le fonctionnement "*onduleur triphasé*", et un dernier interrupteur pour le bras de freinage, soit 4 cellules de commutation comprenant 7 interrupteurs de puissance commandables. L'ensemble des connexions à fournir au pack ainsi que son schéma équivalent sont représentés sur la figure 5.3.

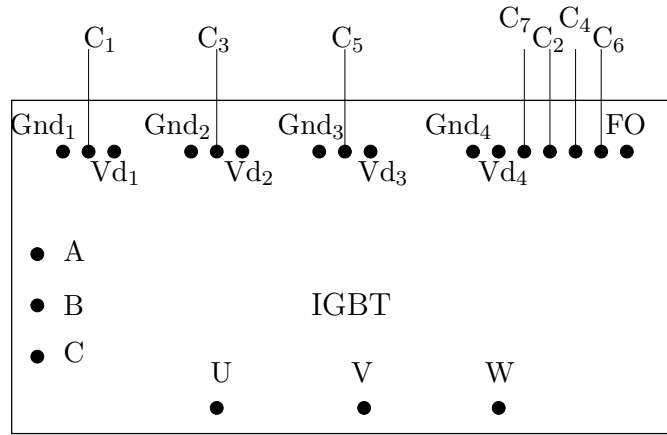
Dans ces deux représentations, la représentation du composant contenant sept interrupteurs de puissance est décrite par la figure 5.3(a), alors que la représentation schématique correspondante est illustrée sur la figure 5.3(b). Les  $C_i$ ,  $i \in (1 \dots 7)$ , sont les ordres de commutation envoyés aux interrupteurs. Les  $Vd_i$  et  $Gnd_i$ ,  $i \in (1 \dots 3)$ , correspondent à l'alimentation isolée à fournir aux drivers de puissance des interrupteurs du "haut". Ce sont les interrupteurs de puissance situés entre la borne positive du bus continu (notée  $A$ ) et les points milieu de la cellule de commutation (notés  $U$ ,  $V$ ,  $W$ ). L'alimentation des drivers est commune pour tous les interrupteurs du "bas". Ce sont les interrupteurs de puissance situés entre la borne négative du bus de tension continu (notée  $C$ ) et les points milieu de la cellule de commutation. Les points de connexion de l'alimentation sont notés  $Vd_4$  et  $Gnd_4$ . La résistance de freinage doit être insérée entre les points  $B$  et  $C$ . La tension de sortie du redresseur est donnée entre  $A$  et  $C$ . Les tensions entre phases à relier aux enroulements rotoriques ou statoriques sont situées entre les bornes notées  $U$ ,  $V$  et  $W$ . Un signal de défaut est renvoyé par le pack, il s'agit du signal  $FO$  qui signale une mise en protection du pack dû à une surintensité. Ce défaut ne donne pas d'indications sur l'interrupteur concerné par la surintensité. La réinitialisation du pack après défaut est automatique.

Les caractéristiques électriques propres à ce composant sont présentées dans le tableau 5.6.

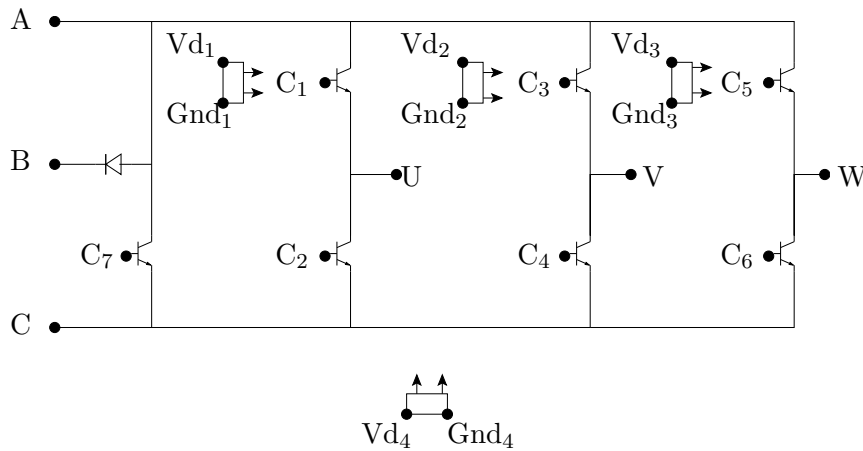
Les temps de commutation en fonction de la commande délivrée sont illustrés sur la figure 5.4.

La tension de commande à envoyer pour piloter l'interrupteur est notée  $C_i$ . Elle doit être comprise entre 0 et  $+15V$ .  $I_C$  est le courant traversant l'interrupteur, il est exprimé en ampères (A).  $V_{CE}$  est la tension aux bornes de l'interrupteur côté puissance, c'est la tension entre le Collecteur et l'Émetteur.

Les temps *moyens* d'amorçage ou de blocage sont :



(a) Représentation générique



(b) Représentation schématique

FIG. 5.3: Pack IGBT de marque TOSHIBA

Gamme de fréquence de sortie	0.5 à 320 Hz
Courant transitoire maximum	150% du courant nominal du variateur pendant 60 secondes
Fréquence de commutation	2.2 à 12 kHz

TAB. 5.6: Caractéristiques électriques du pack d'IGBT

$t_{off} = 1.9\mu s$  : temps de blocage de l'interrupteur,

$t_{on} = 1.3\mu s$  : temps d'amorçage de l'interrupteur.

Cela nous permet de justifier le choix de temps morts égaux à  $2.5\mu s$ .

### 5.3 Partie commande

Pour des raisons de sécurité et de confidentialité des produits industriels, nous n'avons pas pu obtenir de systèmes de commande grand public "ouverts", qui nous aurait permis d'implanter la stratégie de notre choix tout en gardant l'aspect com-

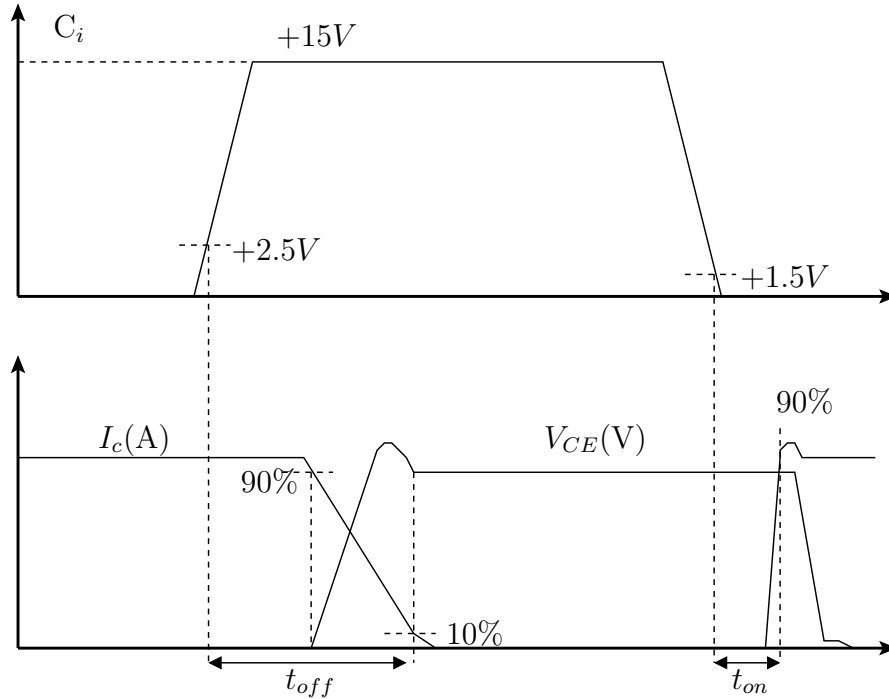


FIG. 5.4: Temps de commutation des interrupteurs de puissance en fonction de la commande demandée

munication et protection intrinsèque au produit. Nous avons donc dérogé à notre règle d'expérimentation, (§1.5.3) et avons pris un système de commande utilisé et développé par *R. RUELLAND* et *G. GATEAU* au LEEI [54].

Ce système est basé sur l'utilisation conjointe d'une carte contenant un DSP, et d'un composant FPGA lui même intégré sur une seconde carte élaborée au LEEI. De façon à traiter les informations reçues (courants mesurés...) et à visualiser ou envoyer certains signaux analogiques, nous utilisons une carte comprenant des Convertisseurs Analogiques Numériques (CAN) et des Convertisseurs Numériques Analogiques (CNA). Cette dernière carte, également développée au LEEI, est dimensionnée pour servir d'interface entre les mesures du système et la carte FPGA. Nous reviendrons sur les différentes cartes et leurs rôles dans l'ensemble de la configuration testée.

Nous pouvons donc faire le bilan des différentes cartes qui constituent le système de commande. Les trois cartes présentes dans le système de commande sont :

- une carte comprenant un composant de type DSP
- une carte comprenant un composant de type FPGA
- une carte avec ses convertisseurs CAN et CNA.

### 5.3.1 Carte comprenant un composant de type DSP

Cette carte est un produit standard de chez *TEXAS INSTRUMENT*. La programmation du *Digital Signal Processor* (DSP) est réalisé en langage *C* à l'aide du logiciel *Code Composer Studio* [1]. Cette carte est répertorié sous la dénomination *TMS 320C6711*. Cette carte travaille en virgule flottante, avec une fréquence d'horloge de  $150\text{MHz}$  et une mémoire *RAM* de  $512\text{kBits}$ .

Le développement du programme à implanter aura lieu sur un système hôte

et sera transféré après compilation vers le système cible. Nous nommerons dans la suite du mémoire cette carte sous l'appellation générique *DSP*.

### 5.3.2 Carte comprenant un composant de type FPGA

Ce composant provient de la société *ALTERA*, il appartient à la famille *ACEX 1K*. Sa référence "produit" est *EP1K 100 QC 208-2*. Il se programme par l'intermédiaire d'un logiciel de programmation sous forme graphique ou en langage AHDL (Altera Hardware Description Language, dérivé du VHDL et adapté aux composants d'*ALTERA*).

Ce composant a été intégré dans une carte développée au sein du LEEI [54]. Il appartient à une famille de composants qui possèdent 208 pattes et 4992 éléments logiques simples. Il travaille en virgule fixe.

De façon identique au *DSP* le développement et la simulation de la programmation a lieu sur un système hôte de développement tandis que le programme à exécuter est téléchargé vers le système cible. Nous nommerons dans la suite du mémoire cette carte sous l'appellation générique *FPGA*.

### 5.3.3 Carte CAN-CNA

Cette carte réalise l'interconnexion entre les signaux analogiques et digitaux. Elle est équipée de 2 convertisseurs analogiques - numériques de quatre voies chacun, d'un convertisseur analogique - numérique rapide, non utilisé dans notre application, et d'un convertisseur numérique analogique comprenant quatre voies de conversion. Ce dernier nous permettra de visualiser certaines variables de notre programme en *C*. Nous avons donc la possibilité de mesurer 8 signaux en parallèle, et de visualiser quatre signaux analogiques simultanément.

Les convertisseurs analogiques - numériques acceptent des signaux dont l'amplitude est comprise entre  $\pm 5V$ . Ils ont un temps de conversion de l'analogique vers le numérique pour les quatre canaux de  $1.6\mu s$ . Il s'agit d'une conversion multiplexée sur *8Bits*.

Les convertisseurs numériques - analogiques ont le fonctionnement inverse. Ils traduisent des signaux numériques codés sur *8Bits* en des signaux analogiques  $\pm 5V$ .

### 5.3.4 Schémas de connection entre cartes

#### 5.3.4.1 Généralités sur les signaux échangés

De façon à illustrer la communication entre les cartes, nous donnons ici les schémas nécessaires à la compréhension du fonctionnement des cartes les unes par rapport aux autres. La figure 5.5 illustre le schéma général de la connectique.

Dans ce mode de communication, l'information qui transite entre les trois cartes est la mesure des signaux, (ici les courants), et la visualisation d'une variable de commande. Les ordres de commande sont envoyés aux *Drivers de Puissance des IGBT* par la carte contenant le FPGA. Effectivement, il reçoit les six modulantes (trois par onduleur) et élabore les ordres de commande à partir de la comparaison entre une porteuse et les modulantes. L'intégration de temps morts est effective

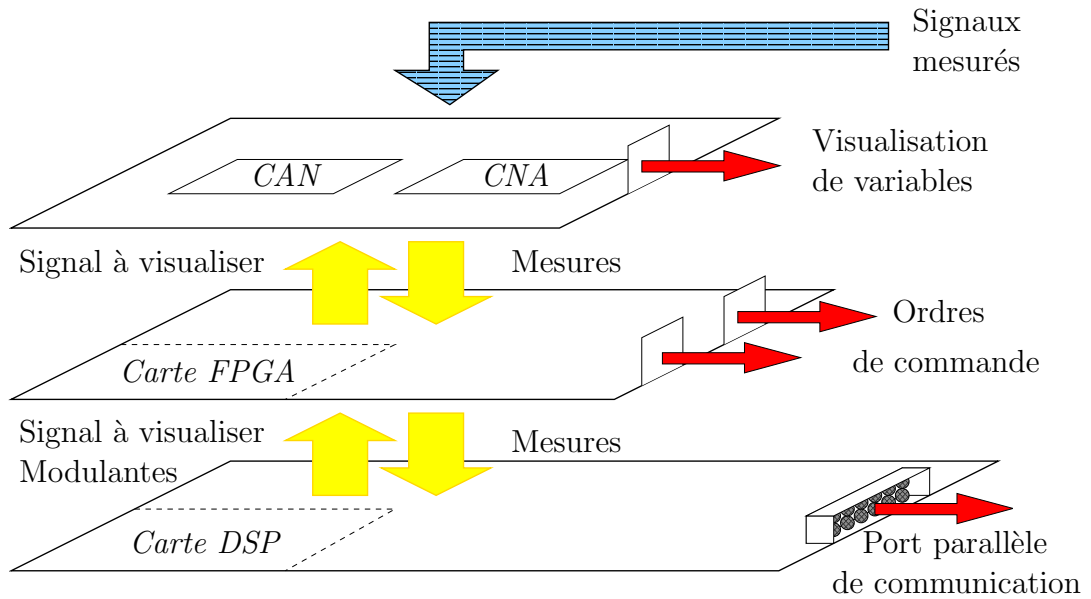


FIG. 5.5: Connection et informations échangées entre les cartes du système de commande

lors de l'élaboration des signaux de commande. La carte *DSP* communique avec un ordinateur hôte via le port parallèle.

La communication est effective par le biais d'un bus d'adresse et d'un bus de données de 32Bits chacun.

#### 5.3.4.2 Allocation mémoire

Au sein du *DSP*, la mémoire est allouée selon une répartition illustrée par le tableau 5.7.

Adresse mémoire	Allocation
0000 0000 0000 FFFF	Mémoire interne
9000 0000 9001 FFFF	Mémoire flash
9002 0000 9FFF FFFF	Zone utilisateur n°1
A000 0000 AFFF FFFF	Zone utilisateur n°2
B000 0000 FFFF FFFF	Zone utilisateur n°3 et n°4

TAB. 5.7: Allocation de la mémoire du *DSP*

De façon générique le bus d'adresse sera noté  $A_i$ ,  $i \in [0, 31]$  permettant ainsi de désigner le bit n° $i$ . De la même façon, le bus de données sera noté  $D_i$ ,  $i \in [0, 31]$ .

Comme nous pouvons le constater sur la figure 5.6, la carte *DSP* utilise une partie de son bus d'adresse pour accéder aux registres du *FPGA*. Ces 12 Bits seront notés  $A_{21}$  à  $A_{10}$ . La zone mémoire concernée par cette partie, est la zone utilisateur n°2. Lors de l'accès à cette zone, des signaux de contrôle sont également transmis au *FPGA*. Ces signaux permettent notamment de spécifier le sens de transfert de la donnée (lecture ou écriture).

Les données sont échangées entre le *DSP* et le *FPGA* par les 16 Bits de poids faible du bus de données. Ces Bits de poids faibles constituent une ressource partagée entre les deux cartes. Sur l'ensemble des registres mémoire du *FPGA*, 16 registres vont être alloués à l'utilisateur. Ces 16 registres sont divisé en deux sous-ensemble de 8 registres : 8 sont des registres à Lecture et Écriture, et les 8 derniers sont des registres à Écriture seule.

**Registres à Écriture** Les 8 registres à Écriture sont utilisés pour l'envoi des références de tension devant servir à l'élaboration de la *MLI* finale. Le tableau 5.8 présente les registres et les bits concernés par cette affectation.

Numéro de registre	Utilisation
1	Temps morts, paramètres MLI
2	Paramètre porteuse
3	Rapport cyclique première cellule statorique
4	Rapport cyclique deuxième cellule statorique
5	Rapport cyclique troisième cellule statorique
6	Rapport cyclique première cellule rotorique
7	Rapport cyclique deuxième cellule rotorique
8	Rapport cyclique troisième cellule rotorique

TAB. 5.8: Registre à écriture seule

Les rapports cycliques seront délivrés sur les 9 derniers bits des registres 3 à 8. Le deuxième registre qui est défini comme acceptant un "paramètre" pour la porteuse, prendra sur ces 9 derniers bits la valeur entière de discrétisation de la porteuse. Par exemple, si la valeur choisie est 255, la porteuse est générée par un compteur allant de 0 à 255 puis de 255 à 0. La réinitialisation de ce compteur est synchrone de la période d'échantillonnage. C'est à l'utilisateur de choisir ce paramètre, en fonction de l'amplitude que peuvent prendre ces rapports cycliques et de la fréquence de porteuse désirée. La valeur des temps morts est codée sur 8 bits. Les trois derniers bits du registre n°1 sont alors utilisés pour autoriser ou pas le fonctionnement de la *MLI*. Ce sont des signaux que l'on utilise également dans le *FPGA* pour venir bloquer l'envoi de référence de commande aux bras d'IGBT en cas de détection de défauts. Nous détaillons la programmation du registre ci après.

$$\text{Registre n°1} = 16 \text{ Bits} = D_{15} \dots D_0$$

répartis comme suit :

Réinitialisation compteur de position	=	$D_{15}$
Valeur en entier des temps morts	=	$D_{10} \dots D_3$
Réinitialisation compteur porteuse	=	$D_2$
Autorisation incrémentation porteuse	=	$D_1$
Validation des sorties des comparateur <i>MLI</i>	=	$D_0$

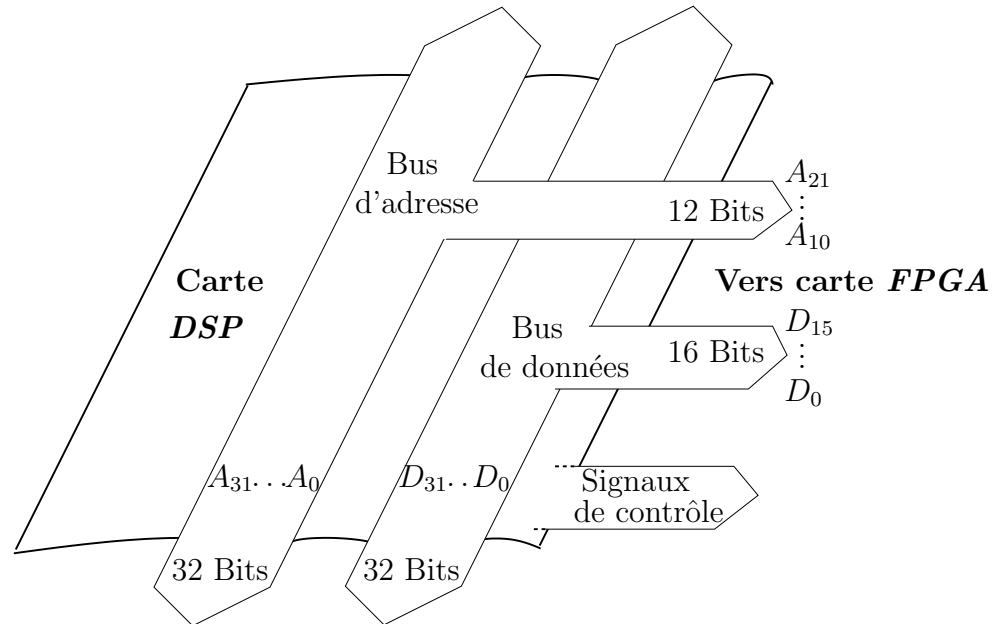


FIG. 5.6: Bus d'adresse et de données, échanges de données entre la carte *DSP* et le *FPGA*

**Registres à Lecture - Écriture** Il s'agit de 8 registres bidirectionnels qui nous permettent d'échanger des données entre *DSP* et *FPGA*. Le tableau 5.9 présente les registres Les registres 9 et 10 contiennent la valeur codée en entier sur 16 *Bits* de la vitesse et de la position. Ces données sont déduites du traitement effectué sur les signaux envoyés par le codeur incremental au *FPGA*. Le registre 13 contient la valeur d'une constante prédéterminée à l'avance. Lors de l'exécution du programme en *C*, pour s'assurer de la présence de la carte *FPGA*, le *DSP* va lire cette valeur et la comparer à une constante prédéfinie dans le programme principal du *DSP*. Si la *FPGA* est présent, alors le fonctionnement de la *MLI* est autorisée, si la carte n'est pas présente ou mal connectée, le résultat de ce test est négatif, et donc le fonctionnement de la *MLI* et donc de la tâche de régulation est interdit. Les autres registres ne sont pas utilisés dans notre application.

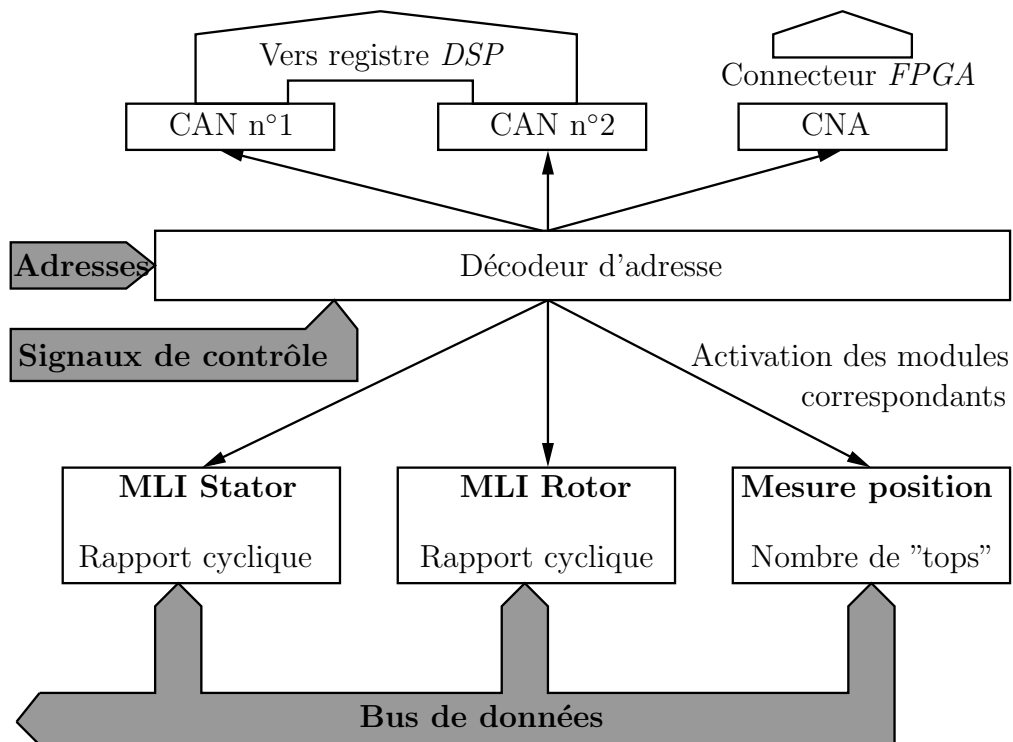
#### 5.3.4.3 Fonctionnement de la carte *FPGA ACEX1K*

Le schéma de principe de fonctionnement de la programmation du *FPGA* est présentée sur la figure 5.7. Nous retrouvons sur cette figure les signaux de contrôle,



Numéro de registre	Utilisation
9	Valeur de la vitesse
10	Valeur de la position
11	Non utilisé
12	Non utilisé
13	Constante de test
14	Non utilisé
15	Non utilisé
16	Non utilisé

TAB. 5.9: Registre à Lecture - Écriture

FIG. 5.7: Programmation du *FPGA*

d'adresse et le bus de données échangées avec le *DSP*. Nous constatons que la programmation a été faite de telle sorte qu'un décodeur d'adresse permette d'orienter la valeur contenue par le bus de données vers le registre pointé. Le bus de données est bien bidirectionnel car il est possible d'obtenir le nombre de "tops" délivrés par le codeur incrémental, comme de renseigner la valeur des temps morts par exemple. Cette information sera par la suite traitée au sein d'une fonction du programme principal dans le *DSP*. Le décodeur d'adresse permet également d'activer la conversion des CAN. Le signal à convertir est reçu sur un des connecteurs disponibles sur le *FPGA* comme le montre la figure 5.5. L'information est ensuite délivrée directement sur un des connecteurs du *DSP* spécialement réservé à cet effet. Le processus

de visualisation d'une variable numérique sous forme analogique est exactement l'inverse. L'information provient directement du *DSP*. La demande de conversion permet l'obtention de la variable sous forme analogique sur un connecteur de sortie, permettant la visualisation des signaux. Lors de la demande d'accès au blocs **MLI Stator** ou **MLI Rotor**, une référence de rapport cyclique est déposée sur le bus de données. Celle ci provient du *DSP*, via la fonction d'interruption réalisant la régulation. Ces blocs du *FPGA* traitent cette information en intégrant les données suivantes :

- valeur des temps morts,
- valeur maximale du rapport cyclique,
- valeur minimale du rapport cyclique.

#### 5.3.4.4 Fonctionnement de la carte *DSP TMS320*

Le mode de fonctionnement choisi est un mode à interruption. De façon à pouvoir visualiser des points mesurés par les capteurs grâce à des logiciels spécifiques permettant de traiter les signaux, nous allons utiliser pour la programmation du *DSP* le mode dit *RTDX* pour **Real Time Data Exchange**. Ce mode de fonctionnement permet d'échanger des données entre le système cible (ensemble des cartes *DSP*, *FPGA* et *CAN-CNA*) et le système hôte, ici un ordinateur de développement. De façon à coordonner cet échange d'informations, une interface devra être développée.

Le système choisi au LEEI, est basé sur une interface *Excell-Visual Basic*. Elle se présente sous la forme d'un panneau graphique avec un certain nombre de boutons. Ces derniers permettent d'agir en temps réel sur le procédé, par le biais de variables de commande. Cette interface est présentée sur la figure 5.8. A chaque bouton présent sur cette interface est associé une variable déclarée dans le programme principal du *DSP*. Ils ne concernent donc que des variables globales. Chaque action sur un de ces boutons, entraîne un changement de la valeur contenue par la variable concernée.

**Interface Homme-Machine :** Intéressons nous maintenant aux fonctionnalités de cette interface.

L'interface possède un bouton *Start Regulation* qui autorise ou inhibe (suivant son état) le fonctionnement de la MLI. Le changement d'état de cette variable à un effet sur la valeur des 3 derniers bits du registre n°1 détaillé auparavant dans tableau 5.8.

Nous pouvons également sélectionner une variable de façon la faire varier en temps réel. Il s'agira alors d'avoir effectué la déclaration adéquate dans le programme principal. Cette fonctionnalité peut-être très utile pour ajuster en temps réel les gains d'un régulateur par exemple, ou pour donner les valeurs de consigne pour les variables de contrôle.

Nous pouvons intervenir en temps réel sur des paramètres propres à la MLI tels que les temps morts. Dans ce cas de figure, la valeur rentrée dans cette fenêtre est directement la valeur entière que l'on sauvegarde dans le registre n°1 ou n°2 comme présenté dans tableau 5.8.

Enfin la dernière zone permet de déclencher le rapatriement des points de mesures. Suivant le bouton utilisé, le rapatriement peut-être rafraîchi tous les  $X$

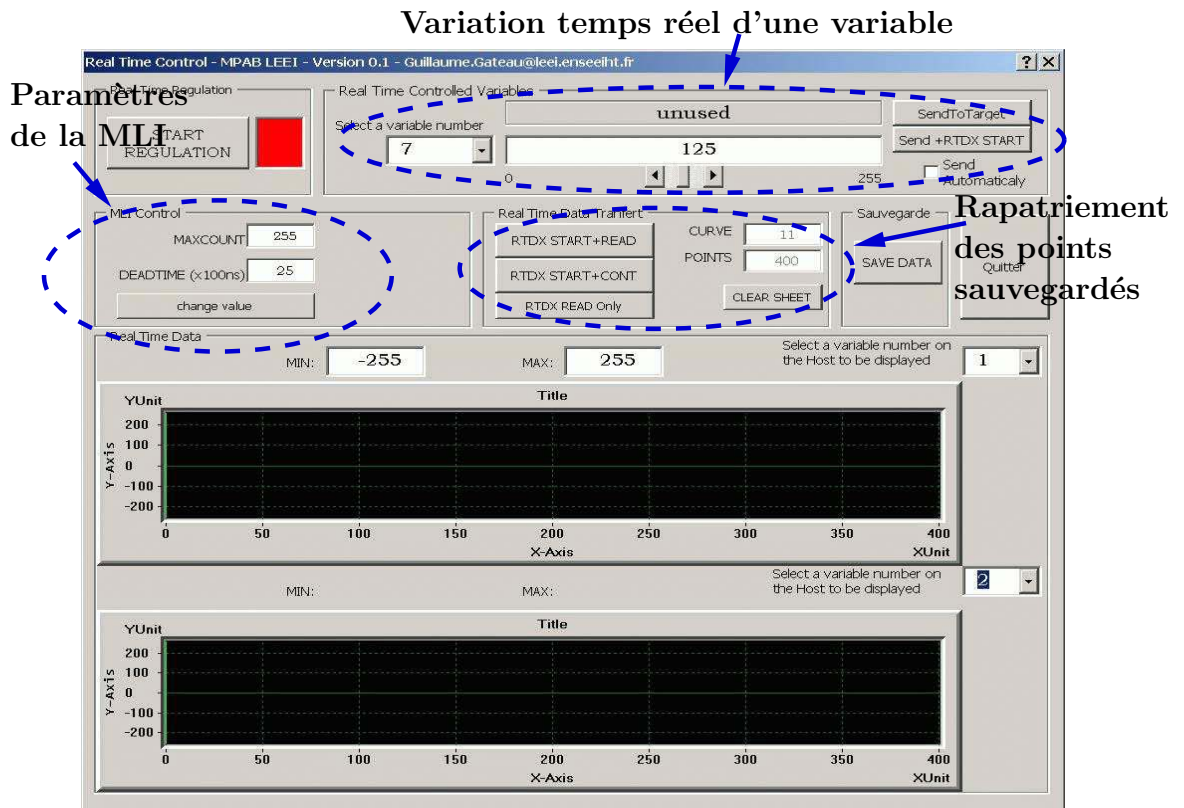


FIG. 5.8: Interface graphique utilisée

points, on parle alors d'affichage temps réel, ou simplement sauvegardé. Nous pouvons également constater que cette interface peut servir d'affichage. Deux courbes peuvent alors être visualisées à partir des points rapatriés et sauvegardés. Les points sauvegardés sont disponibles dans l'environnement *Excell* au format *texte*. Ils sont alors exploitables par la plupart des logiciels de traitement des signaux.

Le dernier bouton, *Quit*, permet de stopper la MLI, et quitter l'environnement de l'interface.

#### 5.3.4.5 Programmation de fonctions dans le *DSP*

Le mode d'interruption choisi permet un fonctionnement tel que décrit la figure 5.9. L'interruption est déclenchée et gérée par la carte *DSP*. Elle interrompt le déroulement du programme principal pour exécuter une ou plusieurs fonctions dites *d'interruption*.

Lors de la programmation algorithmique du *DSP*, nous hiérarchisons l'ensemble de la commande autour de trois fonctions :

- le programme principal,
- la fonction d'interruption (associée à la tâche de régulation),
- une fonction annexe.

L'organigramme présenté sur la figure 5.10 présente l'articulation des différentes tâches.

Le programme principal sert à initialiser :

- l'ensemble des variables utiles lors de la régulation,
- les sécurités relatives au modulateur MLI,

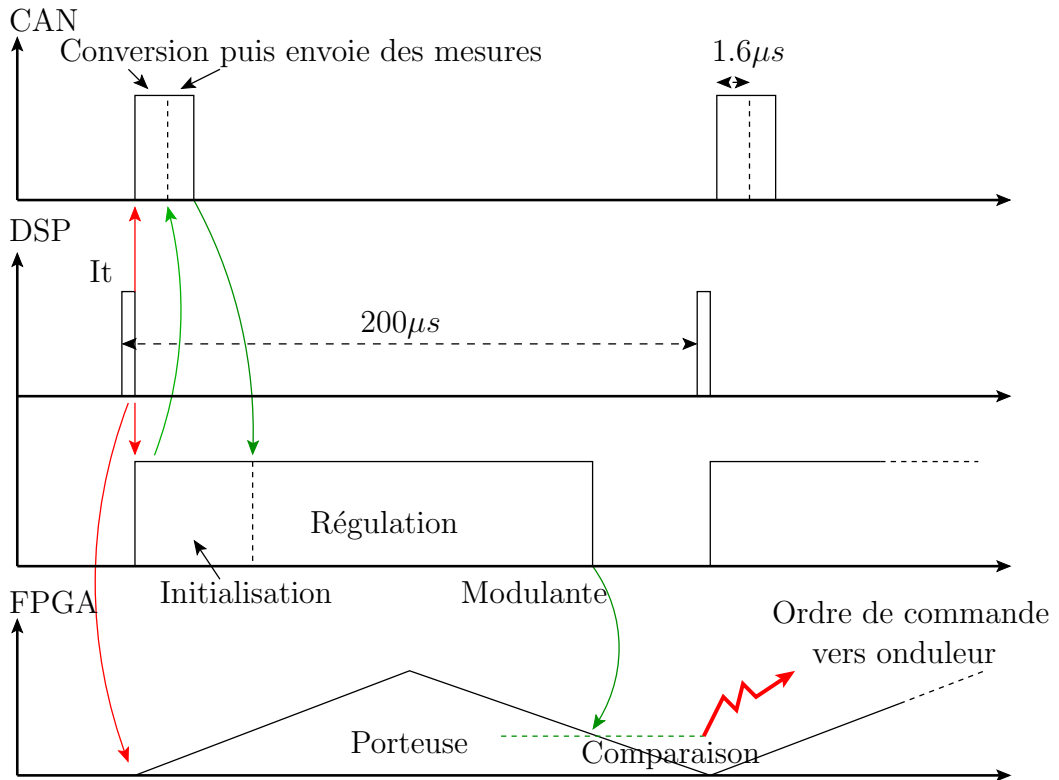


FIG. 5.9: Chronogramme de la fonction d'interruption

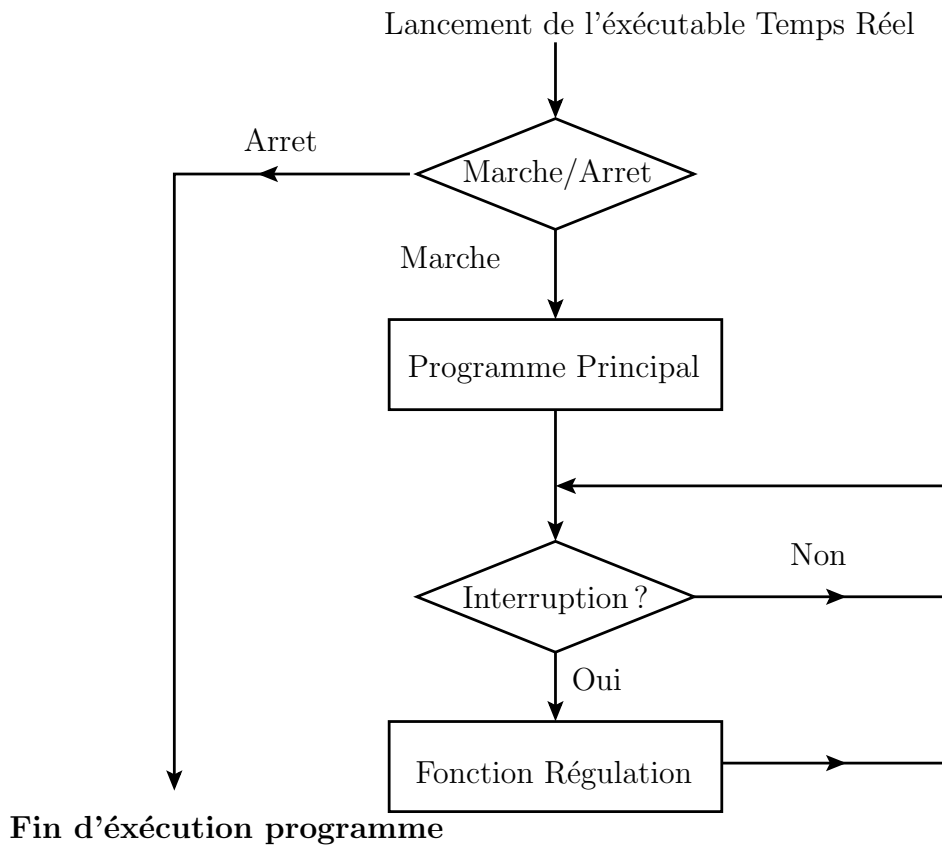


FIG. 5.10: Organigramme de la programmation des fonctions

– les compteurs de vitesse, de position et de la porteuse.

La (ou les) fonction(s) d'interruption contient(ent) l'algorithme discret programmé en langage *C*. Ces fonctions permettent de réaliser la fonction d'asservissement des variables définies.

Une tâche dite de "surveillance" est également utilisée. Cette tâche, synchrone du signal d'interruption mais dont la période est plus importante, scrute les opérations que l'utilisateur souhaite faire. C'est ainsi que régulièrement, le système cible vient s'assurer du changement de valeur d'une variable masquée par l'interface graphique. Par exemple, le bouton *Marche/Arret* définie sur la figure 5.10 est intégré à cette fonction de surveillance.

#### 5.3.4.6 Niveau hiérarchique des interruptions

Le *DSP* possède une hiérarchie pour ce qui concerne les signaux d'interruptions. Nous avons choisi une interruption de type *Hardware* par opposition à *Software*. Il s'agit d'une interruption de niveau prioritaire. Elle est multiple et synchrone de l'horloge interne du *DSP*. Nous avons synchronisé comme le montre la figure 5.9 l'activation d'une fonction d'interruption sur ce signal, ainsi que l'échantillonnage des grandeurs, (chez nous les courants). Elle entraîne une lecture des signaux de mesures, ainsi que la synchronisation de la porteuse.

## 5.4 Résultats expérimentaux

Nous allons présenter dans cette partie les premiers résultats expérimentaux obtenus. Ils l'ont été pour une stratégie de commande basée sur un modèle en flux de la MADA.

La stratégie de commande mise en oeuvre est dite à Structure Variable. Elle est de type à mode de glissement, avec ajout de la commande équivalente, §4.5.3.2. La répartition de la puissance est assurée par la méthode de l'imposition angulaire des pulsations. Une fréquence minimale de fonctionnement est imposée à 5 *Hz*.

La figure 5.11 suivante présente la phase de magnétisation de la MADA en alimentant les enroulements statoriques et rotoriques simultanément. Précisons que l'amplitude exacte des flux est trouvée en divisant par 10 la valeur lue. L'acquisition a enregistré, 500 points en 100 *ms*, soit 1 point toutes les 200  $\mu s$ .

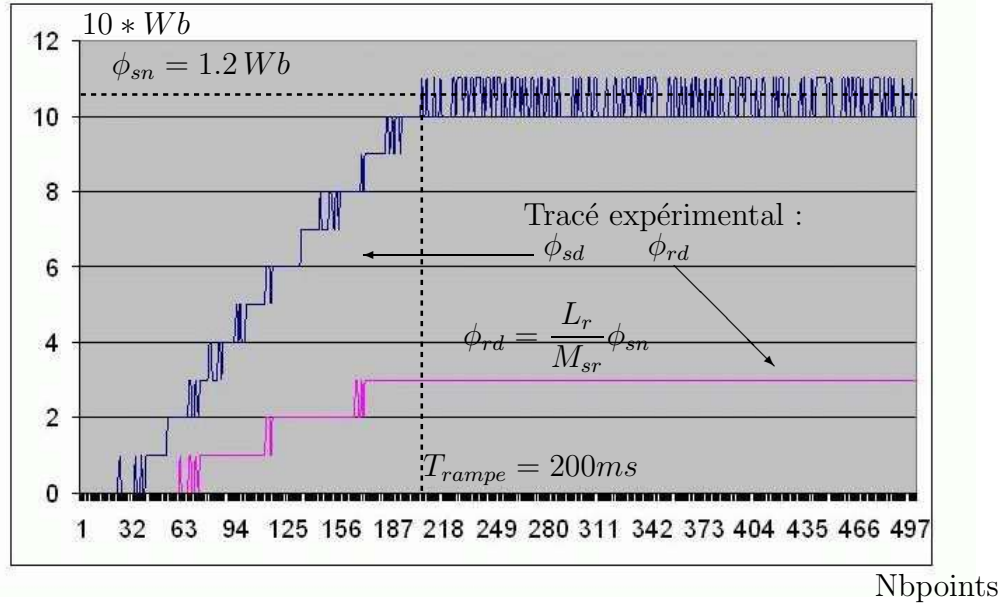
La correspondance temporelle peut être obtenue par :

$$temps(s) = Nbpoints * 1.e^{-3}$$

Une consigne de type *rampe* est appliquée. Le profil de cette consigne est décrit par :

$$\begin{cases} \phi_{sd_{réf}} = \frac{\phi_{sn}}{T_{rampe}} temps(s) \\ \phi_{rd_{réf}} = \frac{L_r}{M_{sr}} \phi_{sd_{réf}} \end{cases} \quad \text{si } t < 200ms$$

$$\begin{cases} \phi_{sd_{réf}} = \phi_{sn} \\ \phi_{rd_{réf}} = \frac{L_r}{M_{sr}} \phi_{sn} \end{cases} \quad \text{si } t > 200ms$$

FIG. 5.11: Flux statorique et rotorique dans le repère  $d,q$  de Park

Pendant cette phase particulière, la consigne permettant d'imposer un couple est maintenue nulle :

$$\begin{cases} \phi_{sq_{réf}} = 0 \\ \phi_{rq_{réf}} = 0 \end{cases}$$

Nous constatons que la machine est magnétisée correctement à la valeur nominale du flux statorique. L'effet de discrétisation qui peut-être constaté sur cette figure est dû au fait que la sauvegarde des variables a lieu en virgule fixe. La troncature provoque alors cet effet de discrétisation.

Sur les figures 5.12 et 5.13, nous voyons que les formes des courants statoriques et rotoriques en régime permanent sont périodiques. La fréquence de ces signaux est la fréquence minimale de fonctionnement  $f_{c_{min}}$ . Nous constatons effectivement que lors de la magnétisation, alors que la vitesse de rotation de la machine est nulle, la fréquence du signal est égale à la fréquence minimale de fonctionnement.

Ces essais sont concluants quant à la mise en oeuvre des stratégies de commande. Effectivement, nous avons mis en oeuvre une stratégie de régulation à mode glissant aussi bien pour les modes lents que rapides.

Cela confirme les performances envisageables avec ce type de stratégie de commande appliquée à une MADA. Le développement futur et l'ensemble des tests que nous ferons nous permettront de démontrer la validité expérimentale de l'ensemble des résultats que nous avons explicités dans ce mémoire.

## 5.5 Conclusion sur la mise en oeuvre expérimentale

Nous avons vu dans ce chapitre concernant la **réalisation expérimentale**, une solution de validation expérimentale que nous détaillons. La démarche adoptée nous autorise un maximum de configurations de la partie puissance possibles,

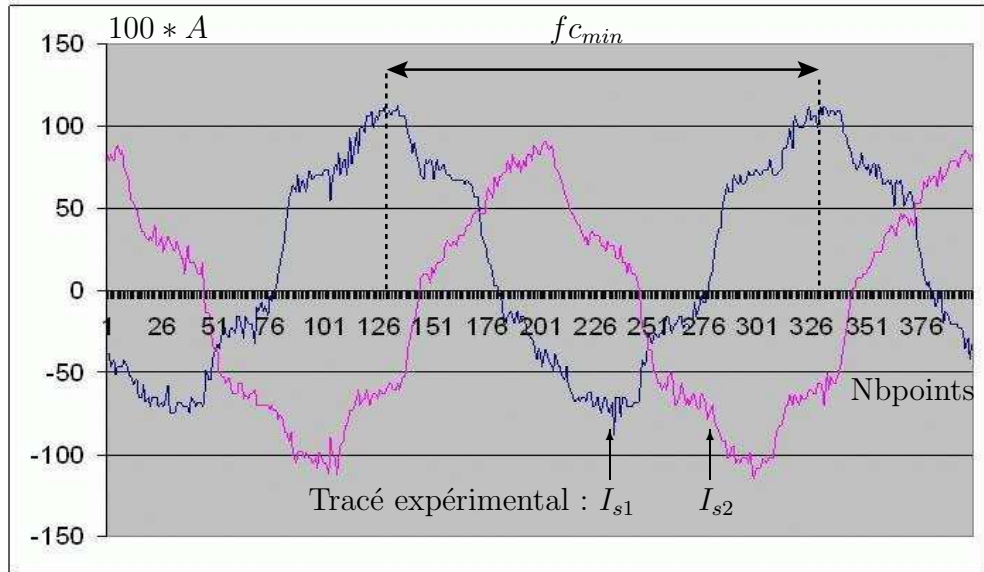


FIG. 5.12: Courants statoriques mesurés

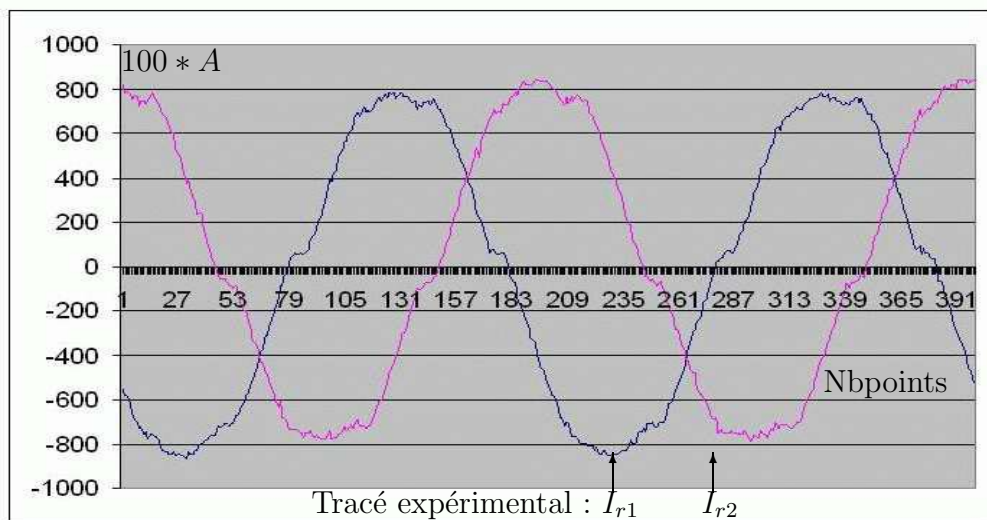


FIG. 5.13: Courants rotorique mesurés

avec un minimum d'investissement. La maquette est prioritairement conçue pour être utilisée dans une configuration double alimentation. Nous alimentons alors les enroulements statoriques et rotoriques par deux associations indépendantes de convertisseurs de type redresseur et onduleur. Mais cette configuration n'est pas figée. Effectivement, grâce aux convertisseurs et à la structure de l'armoire de puissance retenue, nous pourrions envisager d'autres types de configurations et fonctionnements. Il est par exemple possible de fonctionner en mode générateur avec une seule association redresseur/onduleur au rotor. Cette configuration est celle que l'on rencontre typiquement dans les applications éoliennes. Lors de la mise en oeuvre expérimentale, nous avons utilisé un système de commande axé sur une technologie à base de cartes utilisant des composants **FPGA** et **DSP**. Nous avons superposé une troisième carte qui permet de convertir les signaux analogiques en

signaux logiques et inversement. La communication entre ces cartes est détaillée par des figures et des organigrammes. Au niveau de la hiérarchisation de la commande, une **fonction d'interruption** est programmée. Elle est déclenchée sur interruption Hardware du DSP et est synchrone de **l'échantillonnage** des grandeurs à mesurer. Elle permet de réaliser l'asservissement temps réel de la MADA. La commande rapprochée du système avec son système de protection propre est associée à la carte contenant le FPGA. L'ensemble permet de mettre en oeuvre une surveillance et une protection propre à chaque niveau de commande.

Enfin, des résultats expérimentaux réalisés lors de la phase de magnétisation de la machine sont présentés. Ils démontrent le bon contrôle de l'état magnétique de la MADA tout en respectant la condition de fonctionnement à fréquence minimale pour les courants réels, donc les flux. Ces résultats sont très encourageants pour la mise en oeuvre de l'asservissement en vitesse de la MADA.



# Conclusion

Dans ce mémoire de thèse, nous avons vu les étapes successives permettant d'élaborer une stratégie de commande pour la MADA jusqu'à sa mise en oeuvre.

Nous proposons dans le premier chapitre une étude bibliographique sur la MADA. Celà nous permet de conclure sur deux points :

1. la première concerne la configuration majoritairement utilisée pour l'utilisation d'une MADA.

La plupart des articles traitant de MADA, l'aborde dans un fonctionnement en générateur avec comme application la génération d'énergie à partir d'éoliennes. Dans ce mode de fonctionnement et d'application, la MADA possède un onduleur du côté de ses enroulements rotoriques, tandis que les enroulements statoriques sont reliés à un réseau triphasé.

La deuxième configuration est une machine asynchrone à rotor bobiné dont les enroulements statoriques et rotoriques sont reliés à des onduleurs de tension à MLI indépendants. Ces onduleurs tirent leur énergie d'un redresseur qui peut-être commun, ou propre à chaque onduleur. Chacune de ces variantes à ses avantages et ses inconvénients. Nous retiendrons que la deuxième configuration permet de gérer les échanges d'énergie entre le stator et le rotor.

2. La deuxième conclusion concerne les différentes stratégies de commande qui ont été testées avec ces deux configurations.

Il apparait que la stratégie de pilotage très majoritairement utilisée sur ce type de machine électrique est le contrôle vectoriel. Ce contrôle est basé sur le principe d'orientation d'un champs. De cette manière, les tensions, les courants, et les divers flux ont été pris comme axe de liaison avec le repère tournant nécessaire.

Au vue de ces conclusions, nous avons orienté notre recherche sur l'utilisation d'un MADA en fonctionnement moteur. Il s'agit d'une configuration utilisant deux onduleurs. Toutes nos stratégies auront pour base un contrôle vectoriel à orientation de flux statorique. Après avoir décrit quelques avantages et quelques inconvénients propres à notre choix, nous avons présenté des critères à prendre en compte lors de la réalisation expérimentale.

Au cours du deuxième chapitre, nous présentons les modélisations auxquelles nous avons accès en vue de piloter la MADA. Nous décidons d'utiliser une modélisation valable en régimes, transitoire et permanent, basée sur les courants statoriques et rotoriques de la MADA. De façon à être le plus proche possible d'un fonctionnement DTC, nous proposons également une deuxième modélisation basée sur les flux statoriques et rotoriques. Dans ce deuxième chapitre, nous dressons un schéma équivalent en régime permanent de la MADA. Nous constatons que nous pouvons

dresser des schémas équivalents de régime permanent très proches de ceux utilisés pour représenter une machine asynchrone à cage d'écuréuil.

Ensuite, nous développons un modèle graphique afin de représenter la MADA d'une manière originale. Ce schéma, construit à partir de la théorie de la Représentation Energétique Macroscopique des systèmes, permet d'obtenir de façon synthétique et visuelle un formalisme des couplages mis en jeu dans la modélisation choisie. Ainsi, nous constatons que la modélisation en courant présente visuellement un bon découplage entre axes, alors que la modélisation en flux présente graphiquement un bon découplage entre côtés.

Nous obtenons donc à la fin de ce chapitre les modélisations analytiques et graphiques, valables en régimes permanent et transitoire en vue d'élaborer la stratégie de pilotage de la MADA.

Nous avons décidé d'adopter dans notre étude, le principe de répartition des puissances. Dans le troisième chapitre, nous développons analytiquement cette répartition. Nous y ajoutons une contrainte supplémentaire : nous désirons garantir une fréquence minimale de fonctionnement. Suite aux deux modélisations proposées dans le chapitre précédent, nous montrons dans le chapitre trois que la répartition des puissances est équivalente à une répartition des pulsations. Nous synthétisons donc une loi globale de variation des pulsations, qui fait commuter les pulsations statorique et rotorique suivant quatre zones de fonctionnement. Les commutations entre les différentes zones de fonctionnement est possible grâce à la définition de pulsations de transition. Nous démontrons dans ce chapitre que plusieurs pulsations de transition peuvent être choisies, suivant le fonctionnement où l'application visée. Nous proposons trois définitions des pulsations de transition.

Ensuite, nous cherchons à mettre en oeuvre cette répartition des pulsations. Les équations analytiques des modélisations en courant et en flux conduisent à une première méthode d'imposition des pulsations, l'utilisation de régulateur réparti de pulsation. Nous remplaçons le régulateur de vitesse classiquement utilisé par deux régulateurs dont les entrées sont d'un côté l'erreur commise sur la pulsation statorique et de l'autre côté l'erreur commise sur la pulsation rotorique. L'inversion des schémas obtenus par le formalisme REM, montre qu'il existe une deuxième possibilité de répartition des pulsation, la méthode d'imposition (ou réglage) angulaire. Nous venons agir directement sur les angles servant aux transformations triphasées - diphasées pour imposer les pulsations.

Au cours du troisième chapitre nous développons deux contrôles vectoriels à orientation du flux statorique, un pour la modélisation en courant, l'autre pour la modélisation en flux. Pour chacun des contrôles, des résultats de simulations sont présentés. Les différentes configurations sont testées, que ce soit pour la méthode de répartition des puissances ou pour le choix des pulsations de transition. Le critère IAE est appliqué au flux statorique et à la pulsation statorique, afin de conclure. Au vue de ce critère, la meilleure configuration est obtenue pour une modélisation en flux et l'utilisation de la méthode de réglage angulaire pour la répartition des pulsations. Ces résultats sont confirmés lorsqu'on cherche à analyser l'influence des temps morts sur la stratégie de commande. Nous avons vu que les différentes pulsations de transition avaient une conséquence sur les oscillations de flux. Il vaut mieux utiliser des pulsations de transition qui minimisent les discontinuités de fréquence. La méthode d'imposition angulaire est performante mais elle

est sensible aux discontinuités de fréquence. Au contraire, la méthode de répartition des puissances par régulateur réparti n'est pas trop sensible aux discontinuités des fréquences mais présente de moins bons résultats au regard du critère. L'asservissement des pulsations est moins bien réalisé, alors que le contrôle de l'état magnétique de la machine présente des performances équivalentes.

Dans le quatrième chapitre nous développons une commande non-linéaire. Nous rappelons des éléments de théorie pour la mise en oeuvre d'une régulation à structure variable. La structure retenue est une configuration utilisant le principe de la commande équivalente. Nous choisissons des surfaces de commutation qui sont, pour le modèle en courant, il s'agit des erreurs des courants statorique et rotorique, pour le modèle en flux, il s'agit des erreurs commises sur les flux. Le vecteur de commande équivalente permet de maintenir le système en mode glissant sur la surface de commutation. Un second mode existe, il s'agit du mode d'approche. Dans cette phase, le système évolue vers la surface de commutation. La dynamique du mode d'approche est définie par le vecteur de commande commutant, dont l'expression est propre à chaque auteur.

Les résultats des simulations sont présentés pour les deux modélisations. Les courbes obtenues pour un cycle de variation de la vitesse de référence sont satisfaisantes. Nous avons appliqué pour chaque modélisation et contrôle à mode glissant associé, les deux méthodes de répartition de la puissance. Les pulsations de transition ont été choisies de façon à minimiser les discontinuités des fréquences. Le critère IAE appliqué aux composantes du flux statorique et à la pulsation statorique présente les meilleurs résultats pour une stratégie basée sur une modélisation en courant. La méthode de l'imposition angulaire pour imposer la répartition des puissances est alors recommandée.

Une stratégie de commande utilisant le principe de discrétisation des régulateurs est mise en oeuvre. Il s'agit de comparer les résultats avec ceux obtenus par discrétisation des régulateurs d'un asservissement linéaire. Cette méthodologie usuellement adoptée pour la synthèse de régulateurs des modes mécaniques a été généralisée de façon à être employée également pour la synthèse des régulateurs liés aux modes rapides électriques. Elle donne de très bons résultats vis à vis de son homologue linéaire. Elle est même meilleure pour ce qui concerne l'asservissement des pulsations. Son inconvénient majeur est sa complexité de mise en oeuvre et sa sensibilité à des variations de ses gains de réglages.

Ensuite, nous développons une stratégie mixte, qui utilise un régulateur à mode glissant discret pour la régulation de vitesse et des régulateurs linéaires discrets pour les modes rapides liés aux flux. Cette stratégie se base pour sur une modélisation en flux de la MADA et pour une imposition angulaire de la répartition des puissances.

En dernier point de ce chapitre, l'influence des temps morts est analysée. Des courbes de simulation sont présentées pour des temps morts allant de  $4\mu s$  à  $10\mu s$ . Alors que la meilleure stratégie développée en régime glissant est celle basée sur une modélisation en courant et une imposition angulaire, elle ne donne pas de résultats satisfaisants lorsque nous effectuons des simulations qui tiennent compte des temps morts. Nous avons utilisé une stratégie basée sur une modélisation en flux et une répartition des pulsations par imposition angulaire. Les résultats sont satisfaisants. Les composantes du flux statorique présentent toutefois quelques oscillations. Nous

vérifions que la répartition des puissances existe. Pourtant, le rapport entre les puissances actives n'est pas constant.

Le cinquième chapitre est consacré à la réalisation pratique de la maquette expérimentale. Des éléments précis concernant le dimensionnement de la chaîne de puissance sont donnés : caractéristiques des deux machines électriques, la MADA et la MCC, caractéristiques des onduleurs de tension utilisés, caractéristiques des redresseurs. Le système de commande utilisé est également commenté. Il s'agit d'un système basé sur la technologie DSP - FPGA. La communication des cartes de commande entre elles, les langages utilisés sont ainsi détaillés. Enfin des résultats expérimentaux sont présentés.

Nous avons contribué, par ce mémoire, à poser quelques limites à la méthode de répartition des puissances. Effectivement, nous avons vu que nous avons le choix entre deux méthodes pour imposer les puissances via les pulsations. Il nous semble clair que la méthode d'imposition angulaire bien qu'étant celle réalisant dans l'ensemble les meilleures performances, possède un couplage voir une certaine rigidité entre le flux statorique et l'angle. La loi de répartition des pulsations conduit à prendre en compte des discontinuités des fréquences qui peuvent être préjudiciables au contrôle de l'état magnétique de la machine. Mais est-ce la méthode ou ce à quoi elle est employée qui la rend sensible ? Ne devrait-on pas d'avantage l'utiliser pour la génération d'énergie afin de maîtriser la pulsation du signal ?

Nous avons vu que dans l'ensemble, il y a un dilemme entre l'imposition des puissances et l'imposition des fréquences. Lorsque nous obtenons de bonnes performances au niveau de l'asservissement des pulsations, cela ne se reproduit pas au niveau de la répartition des pulsations. Effectivement, le rapport des puissances actives n'est pas constant. Ne doit on pas repenser l'imposition des puissances en ne passant plus par l'imposition des fréquences ?

Cette étude est une contribution au dimensionnement des convertisseurs à mettre en oeuvre, lors de l'utilisation de MADA dans un système. Elle contribue à faire quelques propositions en matière de stratégie de commande linéaire et non-linéaire des MADA. Pourtant avant de statuer sur les performances des différents contrôles, nous pensons qu'il serait judicieux de reprendre cette étude pour la partie non-linéaire et de chercher à caractériser les influences des phénomènes non-linéaires de la commande à mode glissant en s'affranchissant des autres discontinuités représentées par : la répartition des puissances, la fréquence minimale de fonctionnement . . . .

# Annexe A

## Transformation triphasée - diphasée

### A.1 Grandeurs réelles - Grandeurs $\alpha - \beta$

La transformation utilisée pour calculer les composantes  $\alpha - \beta$ , dans le repère fixe d'une grandeur triphasée telle que  $\underline{X} = (X_1, X_2, X_3)^T$  est :

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \\ X_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -0.5 & -0.5 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \end{bmatrix} \quad (\text{A.1})$$

La transformation inverse peut donc être obtenue et s'écrit :

$$\begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & 0 & \frac{\sqrt{2}}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{\sqrt{2}}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{\sqrt{2}}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \\ X_0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.2})$$

### A.2 Grandeurs $\alpha - \beta$ - Grandeurs $d - q$

La transformation des grandeurs diphassées du repère fixe *alpha - beta* vers le repère tournant *d - q* s'exprime par :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{A.3})$$

$\theta$  est l'angle entre le repère diphassé fixe et le repère tournant *d - q*. La transformation inverse qui permet de passer de variables exprimées dans le repère diphassé *d - q* vers des variables exprimées dans le repère *alpha - beta* est :

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} \quad (\text{A.4})$$

### A.3 Synthèse

Nous avons adopté pour ce mémoire une définition des angles et des repères illustrée sur la figure A.1.

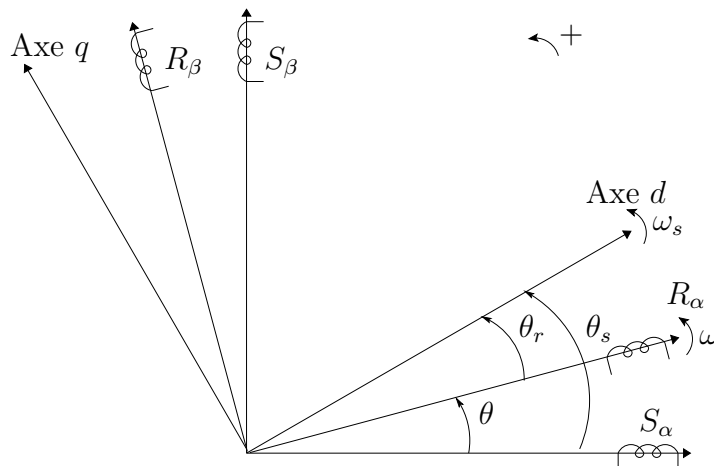


FIG. A.1: Repères de référence : statorique  $S_\alpha - S_\beta$ , rotorique  $R_\alpha - R_\beta$  et tournant  $d-q$

L'expression liant les angles  $\theta_s$ ,  $\theta_r$  et  $\theta$  entre eux est :

$$\theta_s = \theta_r + \theta \quad (\text{A.5})$$

Par conséquent, les grandeurs seront exprimés dans le repère  $d-q$  suivant :

– pour les grandeurs statoriques :

$$\underline{X}_{dq}^s = \underline{X}_{\alpha\beta}^s e^{-j\theta_s} \quad (\text{A.6})$$

– pour les grandeurs rotoriques :

$$\underline{X}_{dq}^r = \underline{X}_{\alpha\beta}^r e^{-j\theta_r} \quad (\text{A.7})$$

# Annexe B

## Régime glissant discret

### B.1 Régime glissant discret appliqué aux modes lents

La loi d'approche est définie telle que :

$$\Delta S(k+1) = -\alpha S(k) \quad (\text{B.1})$$

L'opérateur  $\Delta$  est défini tel que :

$$\Delta g(k+1) = \frac{g(k+1) - g(k)}{T_e} \quad (\text{B.2})$$

La surface de commutation tient compte de l'erreur et de la variation de l'erreur :

$$S(k+1) = \lambda \varepsilon(k) + \Delta \varepsilon(k) \quad (\text{B.3})$$

$$\begin{aligned} S(k) &= S_\Omega(k) \\ \varepsilon(k) &= \varepsilon_\Omega(k) = \Omega_{réf}(k) - \Omega(k) \\ \Delta \varepsilon(k) &= \Delta \varepsilon_\Omega(k) \end{aligned} \quad (\text{B.4})$$

$$\lambda = \lambda_\Omega$$

$$\alpha = \alpha_\Omega$$

Nous rappelons les fonctions de transfert discrètes utilisées :

$$\left\{ \begin{array}{l} T_{\Omega}^s(z^{-1}) = Z(T_{boz}(p) T_{\Omega}^s(p)) \\ \quad = \frac{z^{-1} a_v}{1 - z^{-1} b_v} \\ b_v = \exp\left(\frac{-T_e}{T_v}\right) \\ a_v = \frac{(1-b_v)}{f_t} \\ T_v = \frac{J_t}{f_t} \\ \\ T_{int}(z^{-1}) = \frac{T_e}{1 - z^{-1}} \\ \\ Cem_{réf} = K_{Cem} I_{sqréf} \\ K_{Cem} = N_p \phi_{sn} \\ K_T = \frac{1}{K_{Cem}} \end{array} \right. \quad (B.5)$$

Elles correspondent aux variables suivantes :

$$T_{\Omega}^s(z^{-1}) = \frac{\Omega(z^{-1})}{Cem_{réf}(z^{-1})} \quad T_{int}(z^{-1}) = \frac{I_{sq}(z^{-1})}{U(z^{-1})} \quad (B.6)$$

Nous pouvons exprimer l'équation discrète mettant en liaison la vitesse de la machine et la commande de référence (sortant du régulateur de vitesse) à rentrer dans la régulation de vitesse :

$$\Omega(k) - (1 + b_v) \Omega(k-1) + b_v \Omega(k-2) = K_{Cem} T_e a_v U(k-1) \quad (B.7)$$

Nous rappelons que nous considérons que la boucle de régulation interne du courant se comporte comme un intégrateur pur. Exprimons maintenant la loi d'approche :

$$\begin{aligned} \Delta S_{\Omega}(k+1) &= \frac{S_{\Omega}(k+1) - S_{\Omega}(k)}{T_e} \\ &= \left[ \frac{\lambda_{\Omega} \Delta \varepsilon_{\Omega}(k+1) + \Delta \varepsilon_{\Omega}(k) - \lambda_{\Omega} \varepsilon_{\Omega}(k+1) - \varepsilon_{\Omega}(k)}{T_e} \right] \\ &= \frac{1}{T_e} \left[ \frac{(1 + \lambda_{\Omega} T_e)}{T_e} T_e \Delta \varepsilon_{\Omega}(k+1) - \Delta \varepsilon_{\Omega}(k) \right] \end{aligned} \quad (B.8)$$

En développant (B.8) à partir de

$$\begin{aligned} \Delta S_{\Omega}(k+1) &= \frac{1}{T_e} \left[ (1 + \lambda_{\Omega} T_e) \Delta \varepsilon_{\Omega}(k+1) - \Delta \varepsilon_{\Omega}(k) \right] \\ &= \frac{1}{T_e} \left[ (1 + \lambda_{\Omega} T_e) \left( \Delta \Omega_{réf}(k+1) - \Delta \Omega(k+1) \right) - \Delta \varepsilon_{\Omega}(k) \right] \end{aligned} \quad (B.9)$$



Si on exprime  $\Delta\Omega(k+1)$  cela donne :

$$\Delta\Omega(k+1) = \frac{\Omega(k+1) - \Omega(k)}{T_e} \quad (\text{B.10})$$

Or

$$\Omega(k+1) = K_{Cem} T_e a_v U(k) + (1 + b_v) \Omega(k) - b_v \Omega(k-1) \quad (\text{B.11})$$

Ce qui nous permet de réduire (B.9) à :

$$\begin{aligned} \Delta S_\Omega(k+1) = \frac{1}{T_e} \left[ (1 + \lambda_\Omega T_e) \left( \Delta\Omega_{réf}(k+1) - \frac{b_v}{T_e} (\Omega(k) - \Omega(k-1)) \right) \right. \\ \left. + K_{Cem} a_v U(k) \right) - \Delta\varepsilon_\Omega(k) \end{aligned} \quad (\text{B.12})$$

En utilisant le fait que :

$$\begin{aligned} \Delta\varepsilon_\Omega(k) &= \frac{\varepsilon_\Omega(k) - \varepsilon_\Omega(k-1)}{T_e} \\ &= \frac{\Omega_{réf}(k) - \Omega(k) - (\Omega_{réf}(k-1) - \Omega(k-1))}{T_e} \end{aligned} \quad (\text{B.13})$$

Ce qui donne la vitesse à l'instant (k-1) :

$$\Omega(k-1) = T_e \Delta\varepsilon_\Omega(k) - \Omega_{réf}(k) + \Omega(k) + \Omega_{réf}(k-1) \quad (\text{B.14})$$

Ainsi, en combinant avec (B.12) nous pouvons trouver l'équation finale :

$$\begin{aligned} \Delta S_\Omega(k+1) &= \frac{(1 + \lambda_\Omega T_e)}{T_e} \\ &\cdot \left[ \Delta\Omega_{réf}(k+1) - b_v \Omega_{réf}(k) - K_{Cem} a_v U(k) \right. \\ &\left. + \left( b_v - \frac{1}{(1 + \lambda_\Omega T_e)} \right) \Delta\varepsilon_\Omega(k) \right] \end{aligned} \quad (\text{B.15})$$

Finalement, nous pouvons écrire :

$$U(k) = K_\Omega S_\Omega(k) + K_{\Omega_{éq}} \Delta\varepsilon_\Omega(k) \quad (\text{B.16})$$

Avec :

$$\begin{aligned} K_\Omega &= \frac{\alpha_\Omega T_e}{K_{Cem} a_v (1 + \lambda_\Omega T_e)} \\ K_{\Omega_{éq}} &= \frac{(1 + \lambda_\Omega T_e) b_v - 1}{(1 + \lambda_\Omega T_e) K_{Cem} a_v} \end{aligned} \quad (\text{B.17})$$

# Annexe C

## Glossaire

### C.1 Principales notations utilisées

$\mathbb{A}$  : matrice dynamique ou d'évolution

$\mathbb{B}$  : matrice de commande

$\mathbb{C}$  : matrice de sortie ou d'observation

$C_{em}$  : couple électromagnétique

$C_r$  : couple résistant

$C_n$  : couple nominal de la machine

$f_{cmin}$  : fréquence minimale de fonctionnement

$f_t$  : frottements visqueux totaux des pièces tournantes

$I_{sd}, I_{sq}$  : courants direct et en quadrature statoriques

$I_{rd}, I_{rq}$  : courants direct et en quadrature rotoriques

$J_t$  : inertie totale des pièces tournantes

$k_{pn}$  : rapport des puissances

$L_s$  : inductance cyclique statorique

$L_r$  : inductance cyclique rotorique

$M_{sr}$  : inductance mutuelle cyclique stator - rotor

$N_p$  : nombre de paires de pôles

$\omega_s$  : pulsation lié à l'axe  $d$

$\omega_r$  : pulsation du repère fixe rotorique par rapport à l'axe  $d$

$\Omega = \frac{\omega}{N_p}$  : pulsation du repère fixe rotorique par rapport à l'axe  $d$

$\Omega_n$  : vitesse nominale de la machine

$\omega_{t1}$  : pulsation de transition n°1

$\omega_{t2}$  : pulsation de transition n°2

$\mathbb{P}$  : matrice des termes de couplage lié à la modélisation "flux"

$\mathbb{P}'$  : matrice des termes de couplage lié à la modélisation "courant"

$\phi_{sd}, \phi_{sq}$  : flux direct et en quadrature statoriques

$\phi_{rd}, \phi_{rq}$  : flux direct et en quadrature rotoriques

$\phi_{sn}$  : flux statorique nominal

$P_{1d}, P_{1q}$  : termes de couplage direct et en quadrature liés aux enroulements statoriques

$P_{2d}, P_{2q}$  : termes de couplage direct et en quadrature liés aux enroulements rotoriques

$P_s, Q_s$  : puissance active et réactive statorique

$P_r, Q_r$  : puissance active et réactive rotorique

$R_s$  : résistance statorique

$R_r$  : résistance rotorique

$\underline{\mathbf{S}}$  : vecteur surface de commutation

$\sigma = 1 - \frac{M_{sr}^2}{L_s L_r}$  : coefficient de dispersion

$\theta$  : position angulaire du rotor par rapport au stator

$T_e$  : période de discrétisation

$T_{mort}$  : valeur des temps morts

$T_I^s(p)$  : fonction de transfert statorique, modèle type "courant", modes électriques

$T_\varphi^s(p)$  : fonction de transfert statorique, modèle type "flux", modes électriques

$T_\Omega(p)$  : fonction de transfert lié aux constantes de temps mécaniques

$\underline{\mathbf{U}}$  : vecteur de commande

$\underline{\mathbf{U}}_{eq}$  : vecteur de commande équivalente

$\underline{\Delta\mathbf{U}}$  : vecteur de commande discontinu

$V_{sd}, V_{sq}$  : tensions directe et en quadrature statoriques

$V_{rd}, V_{rq}$  : tensions directe et en quadrature rotoriques

$\underline{\mathbf{X}}$  : vecteur de variables

$\underline{\mathbf{X}}_{réf}$  : variables de référence

# Bibliographie

- [1] « Texas instrument getting started guide » – Guide, Texas Instrument, Post Office Box 655303, Dallas Texas 75265, 2001.
- [2] Z. H. AKPOLAT & M. GOKBULUT – « Discrete time adaptive reaching law speed control of electrical drives », *Electrical Engineering Springer-Verlag* **85** (2003), p. 53–58, 2003.
- [3] Z. H. AKPOLAT & H. GULDEMIR – « Trajectory following sliding mode control of induction motors », *Electrical Engineering Springer-Verlag* **85** (2003), p. 205–209, 2003.
- [4] D. ARSUDIS – « Microprocessor control of a double-fed ac machine with a voltage source gto inverter in the rotor circuit », dans *Proc. EPE* (Grenoble (France)), vol. 2, 1987, p. 899–904.
- [5] P. BAUER, S. D. HAAN & M. DUBOIS – « Windenergy and offshore wind-parks state of the art and trends », dans *Proc. EPE-PEMC* (Dubrovnik-Cavtat), 2002.
- [6] J. BENDL, M. CHOMAT & L. SCHREIER – « Independent control of positive and negative sequence current components in doubly fed machine », dans *Proc. ICEM* (Brugge), août25–28, 2002.
- [7] F. BETIN – « Commande d'actionneurs électriques soumis à une charge mécanique à fortes variations paramétriques », Habilitation à diriger des recherches, Centre de Robotique d'Electrotechnique et d'Automatique (CREA) UPRES Equipe d'accueil 3299, Université de Picardie Jules Verne, 02880 Cuffies, France, 2003.
- [8] F. BLAZQUEZ, C. VEGANZONES, D. RAMIREZ, J. ARRIBAS & M. LAFOS – « Brushless doubly fed asynchronous generator for variable speed wind generation systems », dans *Proc. ICEM* (Brugge), août25–28, 2002.
- [9] A. BOUSCAYROL, B. DAVAT, B. DE FORNEL, B. FRANÇOIS, J. P. HAUTIER, F. MEIBODY-TABAR, E. MONMASSON, M. PIETRZAK-DAVID & H. RAZIK – « Control structures for multi-machine and multi-converter systems with downstream coupling », dans *Proc. EPE* (Graz Austria), sept. 2001.
- [10] A. BOUSCAYROL, B. DAVAT, B. DE FORNEL, B. FRANÇOIS, J. P. HAUTIER, F. MEIBODY-TABAR, E. MONMASSON, M. PIETRZAK-DAVID, H. RAZIK, M. F. BENKHORIS & E. SEMAIL – « Control structures for multi-machine and multi-converter systems with upstream coupling », dans *Proc. Electrimacs*, août19–21 2002.
- [11] A. BOUSCAYROL, P. DELARUE, E. SEMAIL, J. P. HAUTIER & J. VERHILLES – « Application de la représentation énergétique macroscopique à un

- système de traction multimachine », *Revue Internationale de Génie Electrique* **5** (2002), no. 3-4, p. 431–453, 2002.
- [12] A. BOUSCAYROL, X. GUILLAUD, J. P. HAUTIER & P. DELARUE – « Macromodélisation des conversions électromécaniques », *Revue Internationale de Génie Electrique* **3** (2000), no. 2, p. 257–282, 2000.
- [13] H. BUHLER – *Réglage par mode de glissement*, Presses Polytechniques Romandes, EPFL, Ecublens, CH-1015 Lausanne, Suisse, 1986.
- [14] J. P. CARON & J. P. HAUTIER – *Modélisation et commande de la machine asynchrone*, Technip, Paris, France, 1995.
- [15] R. DATTA & V.-T. RANGANATHAN – « Variable speed wind power generation using doubly fed wound rotor induction machine, a comparison with alternative scheme », *IEEE Trans. Energy Conversion* **17** (2002), no. 3, p. 414–421, sept. 2002.
- [16] Y. DIN & S. WANG – « Stability analysis of field oriented doubly-fed induction machine based on computer simulation », dans *Proc. ICEM* (Boston), 1990, p. 361–366.
- [17] A. DITTRICH – « Compensation of current harmonics in doubly-fed induction generator », dans *Proc. EPE* (Graz), août 2001.
- [18] R. C. DORF – *Modern control systems*, Addison Wesley, USA, 1988.
- [19] P. ESCANE – « Commande algorithmique d’une machine doublement alimentée », Rapport de fin d’étude, Institut National Polytechnique de Toulouse, ENSEEIHT TOULOUSE, juin 1996.
- [20] D. FORCHETTI, G. GARCIA & M. VALLA – « Vector control strategy for a double stand alone induction generator », dans *Proc. IECON* (Sevilla (Spain)), nov.5–8 2002.
- [21] R. GHEYSENS, L. BOUAZIZ & M. POLOUJADOFF – « Control and current regulation in rapid logic of double supplied asynchronous generator », dans *Proc. PEMC*, 1990, p. 610–614.
- [22] R. GHOSN – « Contrôle vectoriel de la machine asynchrone à rotor bobiné à double alimentation », Thèse, Institut National Polytechnique de Toulouse, ENSEEIHT, Toulouse, 2001.
- [23] R. GHOSN, C. ASMAR, M. PIETRZAK-DAVID & B. D. FORNEL – « A mras sensorless speed control of a doubly fed induction machine », dans *Proc. ICEM* (Brugge), août25–28 2002.
- [24] M. HELLER & W. SCHUMACHER – « Stability analysis of doubly-fed induction machines in stator flux reference frame », dans *Proc. EPE* (Trondheim), vol. 2, 1997, p. 707–710.
- [25] W. HOFMANN & F. OKAFOR – « Doubly fed full controlled induction wind generator for optimal power utilisation », dans *Proc. PEDS’01, International conference on Power Electronics and Drives Systems* (Bali Indonesia), oct. 2001.
- [26] B. HOPFENSBERGER & D. J. ATKINSON – « Doubly-fed a.c machines : classification and comparison », dans *CD-ROM EPE* (Graz), août 2001, p. 1–17.

- [27] B. HOPFENSBERGER, D. J. ATKINSON & R. A. LAKIN – « Stator flux oriented control of a cascaded doubly-fed induction machine », *IEE Proc.-Electr. Power Appl.* **146** (1999), no. 6, p. 597–605, 1999.
- [28] — , « Stator-flux-oriented control of a doubly-fed induction machine with and without position encoder », *IEE Proc.-Electr. Power Appl.* **147** (2000), no. 4, p. 241–250, juil. 2000.
- [29] — , « Combined magnetising flux-oriented control of the cascaded doubly-fed induction machine », *IEE Proc.-Electr. Power Appl.* **148** (2001), no. 4, p. 354–362, 2001.
- [30] K. JEZERNIK – « Robust chattering free sliding mode control of servo drives », *IJE International Journal of Electronics* **80** (1996), no. 2, p. 169–179, 1996.
- [31] Y. KAWABATA, E. EJIUGU & T. KAWABATA – « Vector controlled double inverter fed wound rotor induction motor suitable for high power drives », *IEEE Trans. Industry Applications* **35** (1999), no. 5, p. 1058–1066, sept./oct. 1999.
- [32] C. R. KELBER & W. SCHUMACHER – « Frequency energy generation with doubly fed induction machine », dans *Proc. VSSH European Conference on Variable Speed in Small Hydro* (Grenoble), jan. 2000.
- [33] X. KESTELYN – « Modélisation vectorielle multimachines pour la commande des ensembles convertisseurs-machines polyphasés », Thèse, Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique de Puissance, Université de Lille 1, déc. 2003.
- [34] S. KONRAD – « Thermal behavior of power modules in pwm inverter », dans *Proc. EPE Conference* (Sevilla, Spain), vol. 1, sept. 1995, p. 565–570.
- [35] Z. KRZEMINSKI, A. POPENDA, M. MELCER & P. LADACH – « Sensorless control system of double fed induction machine with predictive current controller », dans *Proc. EPE* (Graz), août 2001.
- [36] D. LECOCQ & P. LATAIRE – « Study of a variable speed, double fed induction motor drive system with both stator and rotor voltages controlable », dans *Proc. EPE* (Firenze), 1991, p. 337–339.
- [37] — , « The indirect-controlled double fed asynchronous motor for variable-speed drives », dans *Proc. EPE* (Sevilla), vol. 3, 1995, p. 405–410.
- [38] D. LECOCQ, P. LATAIRE & W. WYMEERSCH – « Application of the double fed asynchronous motor (dfam) in variable-speed drives », dans *Proc. EPE* (Brighton), sept. 1993, p. 419–423.
- [39] M. MACHMOUM, M. CHERKAOU, R. L. DOEUFF & F. SARGOS – « Steady state analysis and experimental investigation of a doubly-fed induction machine supplied by a « current-source » cycloconverter in the rotor », *Proc. IEEE* **139** (1992), no. 2, p. 81–86, mar. 1992.
- [40] M. MACHMOUM, M. CHERKAOU, F. SARGOS & A. REZZOUG – « Modelling of doubly-fed asynchronous machines, application to a voltage supply, modelling and control of electrical machines : New trends », p. 71–76, Elsevier Science Publishers B.V., North Holland, 1991.
- [41] A. MASMOUDI, A. TOUMI & M. KAMOUN – « Power flow analysis and efficiency optimization of a doubly fed synchronous machine », *Proc. Electric Machines and Power Systems* **21** (1993), p. 473–491, 1993.

- [42] C. MIRA – *Systèmes non-linéaires*, Hermes, 1987.
- [43] L. MOREL, H. GODFROID, A. MIRZAIAN & J. KAUFMAN – « Double-fed induction machine : converter optimisation and field oriented control without position sensor », *IEEE Proc.-Electr. Power Appl.* **145** (1998), no. 4, p. 360–368, juil. 1998.
- [44] R. PENA, R. CARDENAS, G. ASHER & P. C. JC. CLARE, J. RODRIGUEZ – « Vector control of a diesel-driven doubly fed induction machine for stand alone variable speed energy system », dans *Proc. IECON'02* (Sevilla (Spain)), nov.5–8 2002.
- [45] S. PERESADA, A. TILLI & A. TONIELLI – « Robust output feedback control of a doubly fed induction machine », dans *Proc. IEEE International Symposium on Industrial Electronics ISIE'99* (Bled Slovenia), 1999, p. 1256–1260.
- [46] — , « Power control of a doubly fed induction machine via output feedback », avr. 2003.
- [47] J. PIERQUIN – « Contribution à la commande des systèmes multimachines multiconvertisseurs », Thèse, Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique de Puissance, Université de Lille 1, juil. 2002.
- [48] G. PODDAR & V. RANGANATHAN – « Sensorless field oriented control of double fed inverter wound rotor induction motor drive », dans *Proc. IECON'02* (Sevilla (Spain)), nov.5–8 2002.
- [49] F. POITIERS – « Etude et commande de génératrices asynchrones pour l'utilisation de l'énergie éolienne », Thèse, Ecole Polytechnique de l'Université de Nantes, Nantes (France), 2003.
- [50] M. POLOUJADOFF – « Graphical representation of doubly fed induction machine operation, electric machines and power systems », *Electric Machines and Power Systems* **15** (1988), p. 93–108, 1988.
- [51] M. POLOUJADOFF, M. B. KAMOUN & A. TOUMI – « Graphical representation of doubly fed induction machine operation : consideration of stability and saturations limits », *ETEP* **13** (2003), no. 1, p. 41–44, jan./fév. 2003.
- [52] F. J. POZA-LOBO – « Modélisation, conception et commande d'une machine asynchrone sans balais doublement alimenté pour la génération à vitesse variable », Thèse, Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble, Institut National Polytechnique de Grenoble, oct. 2003.
- [53] D. RAMUZ – « Machine généralisée alimentée par deux convertisseurs », Thèse, Institut de Génie Energétique de Belfort, UFR des Sciences, Techniques et Gestion de l'Industrie de l' Université de Franche Comté 90000 Belfort (France), mai 2000.
- [54] R. RUELLAND & G. GATEAU – « Architecture et fonctionnement d'un système d'informatique industrielle dsp - fpga », Note interne, LEEI - EN-SEEIHT, 2 rue CAMICHEL BP7122 31071 TOULOUSE CEDEX7, 2004.
- [55] A. SABANOVIC, F. BILALOVIC, O. MUSIC & F. MEHMEDOVIC – « Squirrel cage induction motor control system in the sliding mode », dans *Proc. IFAC Control Science and Technology, 8th Triennial World Congress* (Kyoto, Japan), 1981, p. 2047–2052.

- [56] A. SABANOVIC, K. JEZERNIK & K. WADA – « Chattering free sliding modes in robotic manipulation control », dans *Proc. ROBOTIVA 96*, vol. 14, 1996, p. 17–29.
- [57] A. SAPIN, A. HODDER, J.-J. SIMOND & D. SCHAFER – « Doubly fed asynchronous machine with 3-level vsi for variable speed pump storage », dans *Proc. ICEM 2000* (Espoo Finland), août28–30 2000.
- [58] P. F. SEIXAS – « Commande numérique d’une machine synchrone autopilotée », Thèse, Institut National Polytechnique de Toulouse, Toulouse (France), juil. 1988.
- [59] E. SEMAIL, A. BOUSCAYROL & J. P. HAUTIER – « Vectorial formalism for analysis and design of polyphase synchronous machines », *The European Physical Journal* (2003), no. 22, p. 207–220, 2003.
- [60] J. J. SLOTINE & W. LI – *Applied non linear control*, Prentice-Hall International Editions, Englewood Cliffs, New Jersey, 1991.
- [61] A. TOUMI, M. B. KAMOUN & M. POLOUJADOFF – « A simple assessment of doubly fed synchronous machine stability using routh criterion », dans *Proc. ICEM’92* (Manchester, United Kingdom), sept.15–17 1992.
- [62] V. I. UTKIN – *Sliding modes in control optimization*, Springer-Verlag, Heidelberg, 1992.
- [63] P. E. VIDAL – « Implantation en milieu industriel d’une nouvelle stratégie de commande pour la machine asynchrone à double alimentation », Mémoire de dea, Institut National Polytechnique de Toulouse-ENSEEIH, 2 rue CAMICHEL BP7122 31071 TOULOUSE CEDEX7, 2001.
- [64] — , « Contrôle vectoriel du flux statorique d’une machine asynchrone à double alimentation », dans *Proc. 6<sup>me</sup> JCGE* (St Nazaire, France), juin5–6 2003.
- [65] P. E. VIDAL, P. DELARUE, A. BOUSCAYROL & M. PIETRZAK-DAVID – « Control of a bi-converter bi-machine using the energetic macroscopic representation », dans *Proc. 16<sup>th</sup> ICEM* (Cracow, Poland), sept.5–8 2004.
- [66] P. E. VIDAL & M. PIETRZAK-DAVID – « Commande vectorielle discrète d’une machine asynchrone à double alimentation », dans *Proc. Electrotechnique du Futur* (Gif sur Yvette (France)), déc.9–10 2003.
- [67] — , « Contrôle vectoriel d’une machine asynchrone à double alimentation », dans *Proc. 5<sup>me</sup> Congrès SMM* (St Nazaire, France), mar.17–18 2003.
- [68] — , « Stator flux oriented control of a doubly fed induction machine », dans *CD-ROM EPE* (Toulouse, France), sept. 2003, p. 1–9.
- [69] — , « Commande non-linéaire d’une machine asynchrone à double alimentation », dans *Proc. Séminaire annuel de l’Ecole Doctorale GEET* (Toulouse (France)), mar.22 2004.
- [70] A. M. WALCZYNA – « Simulation study of dynamics of current-controlled doubly-fed induction machine », dans *Proc. EPE* (Aachen), vol. 2, 1989, p. 876–88.
- [71] — , « Comparison of dynamics of doubly-fed induction machine controlled in field and rotor-oriented axes », dans *Proc. EPE* (Firenze), vol. 2, 1991, p. 231–236.



- [72] S. WANG & Y. DING – « Stability analysis of field oriented doubly-fed machine drive based on computer simulation », *Electric Machines and Power System* **21** (1993), p. 11–24, 1993.
- [73] L. XU & W. CHENG – « Torque and reactive power control of a doubly fed induction machine by position sensorless scheme », *IEEE trans. On Industry Application* **31** (1995), no. 3, p. 636–642, mai/juin 1995.
- [74] M. YAMAMOTO & O. MOTOYOSHI – « Active and reactive power control for a doubly fed wound rotor induction generator », *IEEE Trans. On Power Electronic* **6** (1991), no. 4, p. 624–629, oct. 1991.