



**HAL**  
open science

# Analyse d'architectures, modélisation et commande de générateurs pour réseaux autonomes

Nicolas Patin

► **To cite this version:**

Nicolas Patin. Analyse d'architectures, modélisation et commande de générateurs pour réseaux autonomes. Energie électrique. École normale supérieure de Cachan - ENS Cachan, 2007. Français. NNT: . tel-00204509

**HAL Id: tel-00204509**

**<https://theses.hal.science/tel-00204509>**

Submitted on 14 Jan 2008

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

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



N ° ENSC -



**THESE DE DOCTORAT  
DE L'ECOLE NORMALE SUPERIEURE DE CACHAN**

Présentée par

Monsieur Nicolas PATIN

**pour obtenir le grade de  
DOCTEUR DE L'ECOLE NORMALE SUPERIEURE DE CACHAN**

Domaine :

Electronique Electrotechnique Automatique

**Sujet de la thèse :**

**Analyse d'architectures, modélisation et commande de générateurs  
pour réseaux autonomes**

**Application aux générateurs de bord d'avions**

W. KOCZARA	Professeur - Warsaw University of Technology	Rapporteur
B. ROBYNS	Professeur - HEI	Rapporteur
A. BOUSCAYROL	Professeur des universités	Examineur
G. CHAMPENOIS	Professeur des universités	Examineur
E. MONMASSON	Professeur des universités	Directeur
J.-P. LOUIS	Professeur des universités	Co-Directeur
C. BROUZY	Ingénieur - THALES AES	Invité

Laboratoire SATIE - ENS CACHAN / CNRS / UMR 8029  
61, avenue du Président Wilson, 94235 CACHAN Cedex (France)



# Remerciements

Je remercie Monsieur Sylvain ALLANO, professeur à l'ENS de Cachan et Directeur du SATIE, pour m'avoir accueilli dans son laboratoire.

Je remercie également Messieurs Eric MONMASSON et Jean-Paul LOUIS, professeurs à l'IUP de Cergy-Pontoise et à l'ENS de Cachan, pour leurs précieux conseils et qui ont su veiller au bon déroulement de cette thèse.

Mes remerciements vont également à Monsieur Hisham ABOU-KANDIL, professeur et directeur adjoint de l'ENS de Cachan, ainsi qu'à l'équipe "Automatique" du SATIE pour m'avoir accueilli durant une partie de mon séjour au laboratoire. Plus généralement, je tiens à remercier tous les membres du pôle "Léonard de Vinci" pour la bonne ambiance qui y règne.

Une part importante de mon travail a été faite en interaction avec l'équipe "Conception d'Actionneurs". Je tiens donc à remercier Monsieur Mohamed GABSI, Maître de Conférence HDR de l'Université Paris XI, Michel LECRIVAIN, Ingénieur d'Etude du CNAM, ainsi que les actuels et anciens doctorants de l'équipe : Xavier MININGER, Cédric BERNEZ, Sami HILOUI mais aussi les étudiants de Master parmi lesquels Mohamed ALIANE, qui a plus particulièrement contribué au travail présenté dans ce mémoire et que j'ai eu la chance d'encadrer durant son stage au sein du laboratoire. Un travail de thèse en Génie Electrique passe généralement par une étape d'expérimentation et ici, il a donné lieu à la mise en oeuvre d'un banc d'essai (imposant) qui n'aurait pas pu être réalisé sans la collaboration de Jean-Pierre MADRANGE, Technicien au laboratoire et Jean-Marie DESAGULIER, Technicien au département EEA de l'ENS de Cachan. Qu'ils trouvent ici l'expression de ma reconnaissance.

Enfin, je ne peux oublier l'équipe de Cergy-Pontoise que j'ai eu l'occasion de côtoyer durant cette thèse. Je remercie tout particulièrement Lionel VIDO, Maître de Conférence à l'IUP, qui a collaboré à ce travail de recherche sur tous les aspects de dimensionnement des machines pour les applications de générateurs étudiées ici. Je ne peux oublier également les interactions que j'ai eu avec d'autres enseignants-chercheurs et enseignants de l'IUP parmi lesquels Dejan VASIC, Sandrine LEBALLOIS et Bruno BUSSO. Je n'oublie pas non plus les doctorants : Isabel GARCIA-BURREL, Wissem NAOUAR, Flavia KHATOUNIAN et Lotfi CHARAABI avec qui j'ai eu d'enrichissantes discussions... de travail mais aussi à propos de nombreux autres sujets!

Pour finir, je tiens à remercier tous les membres du SATIE, chercheurs, ingénieurs, techniciens et personnels administratifs pour leur aimable collaboration et leur gentillesse.



... All I had said was that given a certain result,  
the causes of that result must make themselves evident.<sup>1</sup>

Hercule Poirot in Peril at End House,  
AGATHA CHRISTIE, 1932

---

<sup>1</sup>... *Je m'étais simplement dit qu'étant donnés certains résultats, les causes déterminantes finiraient par s'imposer à nos sens.* – La maison du péril



# Table des matières

<b>1</b>	<b>Introduction</b>	<b>11</b>
1.1	Position du problème – Réseaux et réseaux embarqués . . . . .	11
1.2	Une consommation électrique croissante . . . . .	13
1.3	Etat de l’art et perspectives . . . . .	14
1.3.1	Réseau alternatif à fréquence fixe . . . . .	18
1.3.2	Réseau alternatif à fréquence variable . . . . .	21
1.3.3	Réseau à courant continu . . . . .	21
1.4	Plan de l’étude . . . . .	22
<b>I</b>	<b>Analyse d’architectures pour réseaux embarqués</b>	<b>25</b>
<b>2</b>	<b>Réseau alternatif à fréquence fixe</b>	<b>27</b>
2.1	Deux stratégies de génération à fréquence fixe . . . . .	27
2.1.1	Deux solutions classiques : électronique ou MADA . . . . .	27
2.1.2	Vers la structure d’une cascade de deux MADA . . . . .	27
2.2	Un modèle idéalisé de la MADA . . . . .	30
2.3	Etude du rapport des glissements . . . . .	33
2.3.1	Préliminaires . . . . .	33
2.3.2	Synthèse des résultats . . . . .	34
2.4	Etude comparative des configurations de la cascade . . . . .	35
2.4.1	Objectifs de réalisation de la cascade . . . . .	35
2.4.2	Discussion sur les configurations possibles . . . . .	35
2.4.3	Synthèse des résultats . . . . .	39
2.4.4	Discussion sur l’intégration de la cascade . . . . .	40
2.4.5	Rapport de transformation en tension dans le cas idéal . . . . .	40
2.5	Simulation en régime permanent sinusoïdal . . . . .	41
2.5.1	Générateur sur réseau puissant . . . . .	44
2.6	Banc d’essais de la cascade . . . . .	46
<b>3</b>	<b>Réseaux alternatif à fréquence variable et à courant continu</b>	<b>49</b>
3.1	Génératrices synchrones à excitation réglable . . . . .	49
3.2	Génératrice synchrone à trois étages . . . . .	49
3.3	Machine synchrone à double excitation (MSDE) . . . . .	51
3.3.1	Description de la MSDE . . . . .	51
3.3.2	Utilisation de la MSDE . . . . .	52
3.4	Contraintes de la fréquence variable . . . . .	54
3.5	Banc d’essais . . . . .	55
3.6	Réseau à courant continu . . . . .	57

3.6.1	Génératrices synchrones . . . . .	57
3.6.2	Génératrices asynchrones à cage . . . . .	57
3.6.3	Autres solutions . . . . .	59
3.6.4	Cas de la machine à courant continu . . . . .	59
3.7	Conclusion partielle . . . . .	61
<b>II Modélisation dynamique de générateurs</b>		<b>63</b>
<b>4</b>	<b>Modélisation de la MADA</b>	<b>65</b>
4.1	Modélisation initiale dans le référentiel $(a, b, c)$ . . . . .	65
4.1.1	Schéma symbolique bipolaire de la machine . . . . .	65
4.1.2	Mise en équations initiale . . . . .	66
4.2	Factorisation des matrices inductance de la MADA . . . . .	67
4.2.1	Matrices $(L_{ss})$ et $(L_{rr})$ . . . . .	67
4.2.2	Matrices $(M_{sr})$ et $(M_{rs})$ . . . . .	68
4.3	Transformation de Concordia . . . . .	69
4.3.1	Equations aux flux . . . . .	69
4.3.2	Equations aux tensions . . . . .	69
4.4	Transformation de Park . . . . .	70
4.4.1	Equations aux flux . . . . .	70
4.4.2	Equations aux tensions . . . . .	70
4.4.3	Modélisation électromécanique dans le plan $(d, q)$ . . . . .	71
4.5	Formulation complexe et schéma dynamique phasoriel . . . . .	72
4.5.1	Equations et schéma équivalent . . . . .	72
4.5.2	Bilan du modèle et des paramètres . . . . .	76
4.6	Vérification du modèle . . . . .	76
4.6.1	Modèle idéalisé de la MADA . . . . .	77
4.6.2	Fonctionnement RPS à rotor court-circuité . . . . .	78
4.6.3	Essai en régime transitoire . . . . .	82
4.6.4	Modèle d'état de la MADA et stabilité . . . . .	82
<b>5</b>	<b>Modélisation de la cascade de MADA</b>	<b>87</b>
5.1	Problématique de l'association des modèles . . . . .	87
5.1.1	Généralités . . . . .	87
5.1.2	Conditionnement . . . . .	88
5.2	Association des deux MADA . . . . .	88
5.3	Outils pour un modèle global de la cascade . . . . .	92
5.3.1	Méthodologie générale . . . . .	92
5.3.2	Transformations du modèle initial en vue de la fusion . . . . .	92
5.3.3	Cas du couplage inverse . . . . .	97
5.3.4	Cas du couplage direct . . . . .	99
5.3.5	Modèles d'état . . . . .	100
5.4	Stabilité de la cascade . . . . .	102
5.5	Schémas dynamiques phasoriels et pulsations . . . . .	103
5.6	Régime permanent sinusoïdal de la cascade . . . . .	105

<b>6</b>	<b>Modélisation de la MSDE et des convertisseurs</b>	<b>107</b>
6.1	Modélisation initiale dans le référentiel $(a, b, c)$	107
6.2	Transformation de Concordia	109
6.3	Transformation de Park	109
6.4	Formulation complexe et schéma dynamique phasoriel	110
6.5	Schéma dynamique en composantes (SDC)	111
6.6	Schéma-blocs et modèle d'état	112
6.7	Modélisation du générateur à courant continu	114
6.7.1	Modélisation d'un pont triphasé	114
6.7.2	Modélisation du redresseur à diodes	117
6.7.3	Modélisation du redresseur à IGBT	121
<b>7</b>	<b>Formalismes graphiques</b>	<b>125</b>
7.1	Principes généraux	125
7.2	Le Graphe informationnel de causalité (GIC)	126
7.3	La représentation énergétique macroscopique (REM)	127
7.4	Apports des schémas dynamiques	129
7.5	Schémas dynamiques et autres représentations graphiques	131
7.5.1	Liens avec les schémas-blocs	131
7.5.2	Liens avec les graphes informationnels de causalité (GIC)	131
7.5.3	Liens avec les représentations énergétiques macroscopiques (REM)	131
7.5.4	REM complète de la MADA	134
7.5.5	REM de la cascade	136
7.5.6	REM complète de la MSDE	138
7.6	Cas des Bond-Graphs	138
7.7	Conclusion partielle	139
<b>III</b>	<b>Commande de générateurs</b>	<b>141</b>
<b>8</b>	<b>Commande par inversion de modèle</b>	<b>143</b>
8.1	La commande vue comme inversion de modèle	143
8.2	Règles d'inversion de modèle	144
8.3	Illustration par les GIC et REM	146
8.4	Inversion de modèle et schémas dynamiques	146
8.4.1	Validation expérimentale	153
8.5	Vers d'autres types de commande	154
8.5.1	Commande par modes glissants	155
8.5.2	Commande prédictive	158
<b>9</b>	<b>Commandes des MADAs</b>	<b>165</b>
9.1	Commande vectorielle de la MADA sur réseaux isolé et puissant	165
9.1.1	Introduction	165
9.1.2	Rappels et compléments de modélisation	166
9.1.3	Commande de la MADA	168
9.1.4	Résultats de simulation	171
9.1.5	Résultats expérimentaux	171
9.1.6	Conclusion	176
9.2	Commande de la cascade sur réseaux isolé et puissant	176
9.2.1	Rappel sur la structure et son modèle	176

9.2.2	Estimateurs de courants . . . . .	178
9.2.3	Synthèse de la commande . . . . .	178
9.2.4	Simulations . . . . .	179
9.2.5	Résultats expérimentaux . . . . .	182
9.2.6	Conclusion . . . . .	182
<b>10</b>	<b>Commandes de la MSDE</b>	<b>185</b>
10.1	Commande de la MSDE en génératrice à fréquence variable . . . . .	185
10.1.1	Introduction . . . . .	185
10.1.2	Régulation du courant d'excitation . . . . .	185
10.1.3	Régulation de l'amplitude des tensions statoriques . . . . .	186
10.1.4	Résultats expérimentaux . . . . .	186
10.2	Commande de la MSDE en génératrice à courant continu . . . . .	188
10.2.1	MSDE sur redresseur à diodes . . . . .	188
10.2.2	MSDE sur redresseur MLI . . . . .	192
<b>11</b>	<b>Conclusion</b>	<b>203</b>
11.1	Bilan des travaux . . . . .	203
11.2	Perspectives de recherche . . . . .	205
<b>IV</b>	<b>Annexes</b>	<b>207</b>
<b>A</b>	<b>Lexique et notations</b>	<b>209</b>
A.1	Acronymes désignant les machines et équivalences anglo-saxonnes . . . . .	209
A.2	Acronymes spécifiques à l'aéronautique . . . . .	209
A.3	Abréviations diverses . . . . .	209
A.4	Notations générales . . . . .	210
A.5	Notations relatives à la MADA . . . . .	211
A.6	Notations relatives à la cascade de deux MADA . . . . .	211
A.7	Notations relatives à la MSDE . . . . .	211
<b>B</b>	<b>Transformations et matrices usuelles</b>	<b>213</b>
B.1	Transformations matricielles . . . . .	213
B.2	Matrices usuelles . . . . .	215
B.3	Notes de calcul matriciel . . . . .	215
B.4	Représentation d'état d'un système . . . . .	216
B.4.1	Commandabilité . . . . .	216
B.4.2	Observabilité . . . . .	216
<b>C</b>	<b>Caractéristiques des bancs d'essais</b>	<b>217</b>
C.1	Structure générale . . . . .	217
C.2	Machines électriques . . . . .	217
C.2.1	Machines Asynchrones à Double Alimentation du générateur . . . . .	217
C.2.2	Machine à Courant Continu d'entraînement . . . . .	217
C.3	Convertisseurs statiques . . . . .	219
C.3.1	Convertisseurs de "commande" du générateur . . . . .	219
C.3.2	Convertisseur d'alimentation de la MCC d'entraînement . . . . .	219
C.4	Organes de commande . . . . .	220
C.4.1	Contrôleur temps réel dSpace . . . . .	220
C.4.2	Interface TTL/CMOS de pilotage du convertisseur MADA . . . . .	221

---

C.5	Instrumentation . . . . .	221
C.5.1	Génératrice tachymétrique . . . . .	221
C.5.2	Codeur de position . . . . .	224
C.5.3	Mesures “onduleur” courants AC/tension DC . . . . .	224
C.5.4	Mesures de tensions AC . . . . .	225
C.6	Propositions de mesures des paramètres primaires de la MADA . . . . .	227
C.6.1	Mesures des résistances . . . . .	228
C.6.2	Mesure des inductances propres et mutuelles . . . . .	228
C.6.3	Mesure de la mutuelle de couplage stator/rotor . . . . .	230
C.7	Autres machines . . . . .	231



# Chapitre 1

## Introduction

### 1.1 Position du problème – Réseaux et réseaux embarqués

La génération d'énergie, quelle que soit l'application (réseau d'énergie fixe ou embarqué, autonome ou puissant), a toujours posé un problème fondamental concernant ce que l'on pourrait qualifier de **format** (ou standard) [COU 00] :

- Réseau continu
- Réseau alternatif, lui-même pouvant se subdiviser en deux catégories
  - à fréquence fixe
  - à fréquence variable

*Toutes les machines électromagnétiques* sont aptes à *produire de l'énergie électrique à partir d'une source d'énergie mécanique primaire* du fait de la réversibilité autorisée par les lois de l'électromagnétisme. Toutefois, les différentes machines envisageables sont ensuite plus ou moins adaptées à une exploitation sur tel ou tel type de réseau.

Le premier choix à effectuer dans la conception d'un réseau consiste donc à fixer son format. Dans le cas du réseau EDF, ce choix a été fait progressivement dans la mesure où, à l'origine, les différentes configurations ont coexisté. L'Histoire a montré la domination du réseau alternatif à fréquence fixe sur le continu, essentiellement pour une raison de coût de transport de l'énergie car il est aisé d'élever puis d'abaisser les tensions en alternatif avec des transformateurs afin de minimiser les pertes dans les lignes de transport (hautes tensions et faibles courants). Par ailleurs, les machines synchrones disposent d'un grand avantage sur les machines à courant continu – MCC – (seul générateur électromécanique délivrant une tension continue) : l'absence de collecteur. En effet, ce dispositif mécanique est un handicap majeur de la MCC car il requiert un entretien régulier et les actes de maintenance sur un tel générateur dégradent sa "productivité", voilà pourquoi une telle solution est interdite dans l'aviation<sup>1</sup>.

Avec les progrès de l'électronique de puissance, il serait possible de remettre en cause (tout du moins partiellement) ce choix pour basculer vers une technologie de réseau à courant continu<sup>2</sup> ; cette dernière présentant des avantages qui seront développés par la suite. Toutefois, il est important de noter que des réorientations vers de nouvelles technologies dans le domaine de la production et du transport d'énergie sont difficiles car elles sont des impacts importants, qu'ils soient objectifs ou subjectifs :

- changements profonds d'infrastructures
- problèmes de fiabilité supposés ou avérés
- gains pas toujours équilibrés entre les interlocuteurs (producteur/distributeur/consommateur)

---

<sup>1</sup>On en trouve toutefois dans les hélicoptères mais cela est dû au fait que dans de tels engins, la maintenance est tellement importante par ailleurs qu'une génératrice à courant continu ne nuit pas à l'ensemble.

<sup>2</sup>Le transport d'énergie en courant continu est limité mais il existe néanmoins dans certains cas particuliers comme pour la liaison sous-marine IFA2000 entre la France et l'Angleterre.

Il est à noter que, dans le cas de réseaux embarqués (réseau de bord d'avion [ELB 96] par exemple), ces problèmes ne se posent pas nécessairement dans la mesure où l'avion est un ensemble homogène devant concourir à des performances et à une optimisation de fonctionnement globales de l'appareil. Cependant, même si les innovations sont plus facilement intégrables dans ce type d'application, il existe un réel frein au changement : à savoir la réticence justifiée des industriels à abandonner une technologie *fiable et éprouvée*. De fait, on peut dresser un rapide historique de l'électrification des avions qui suit une démarche analogue à celle du réseau EDF. A l'origine, les avions ont été alimentés en courant continu sous 28V. L'augmentation de la consommation a ensuite conduit à un passage en courant alternatif (triphase) à 400Hz sous 115V qui est la solution la plus courante à l'heure actuelle [EMA 00]. Une fréquence aussi élevée par rapport à celle du réseau EDF (50Hz) ou des réseaux d'autres pays (60Hz) conduit à une réduction du volume et du poids des transformateurs et des machines électriques utilisés à bord d'un avion. Or, cette recherche de technologies peu encombrantes et légères est un des aspects majeurs de la conception de solutions avioniques.

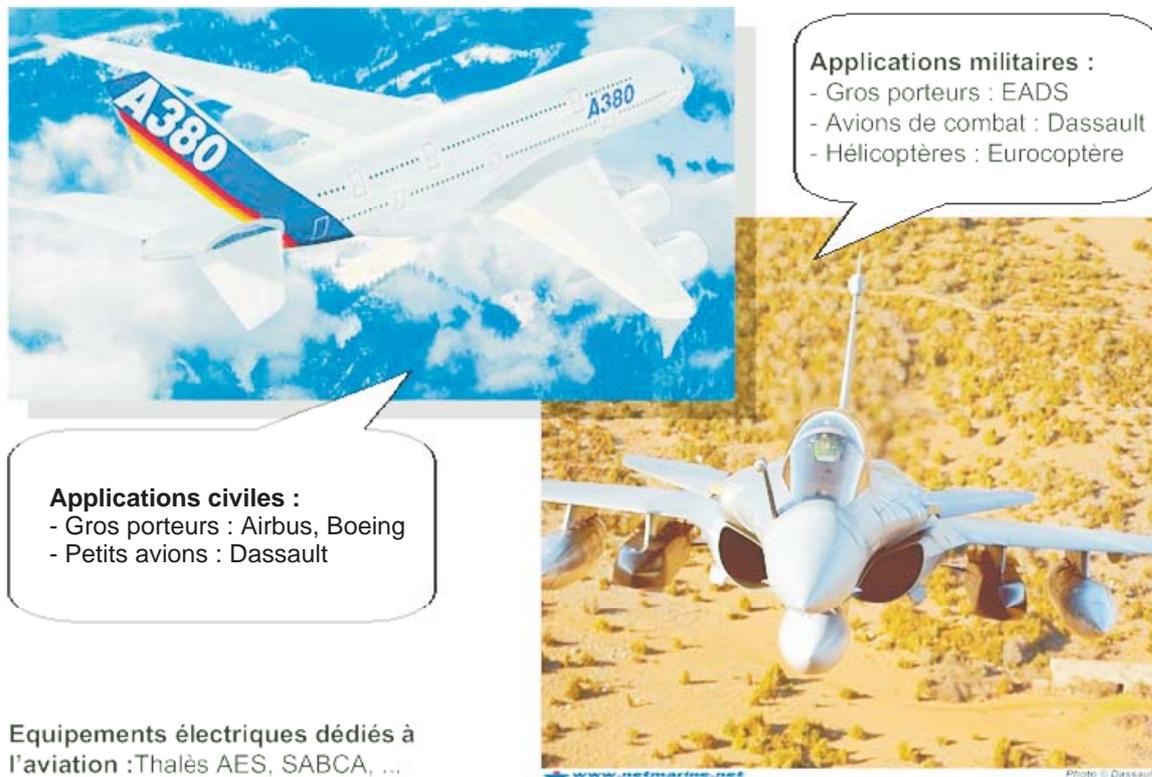


FIG. 1.1 – Les avions civils et militaires utilisent de plus en plus l'électricité

Bien que l'aspect "Conception de machines" n'ait pas été étudié dans ce travail, il est utile de connaître les ordres de grandeur des masses de générateurs pour une puissance donnée. On peut citer deux exemples de très faible et faible puissance (respectivement 5 et 25kVA) qui sont des générateurs dédiés au Falcon Jet Guardian et au Bell Helicopter BA609 dont les masses sont de 8.16kg (18lbs) et de 15.38kg (33.9lbs) - source : PACIFIC SCIENTIFIC. Un nuage de points Masse/Puissance apparente établi à partir de documentations techniques de générateurs est proposé à la figure 1.2 et donne une tendance et un ordre de grandeur de puissance massique dans les applications avioniques (environ 1.6kVA/kg).

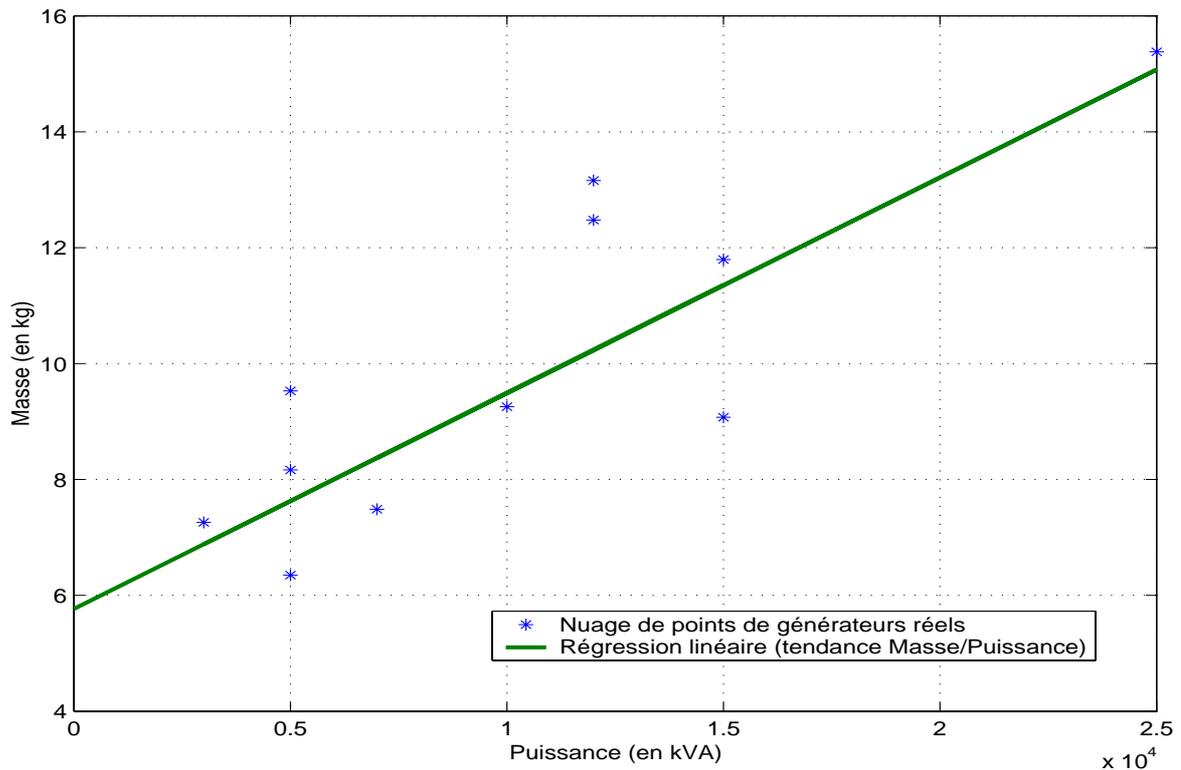


FIG. 1.2 – Masses de générateurs en fonction de la puissance apparente (source : [www.psked.com](http://www.psked.com))

## 1.2 Une consommation électrique croissante

La consommation électrique est de plus en plus importante dans les avions, tant civils que militaires dans la mesure où de plus en plus de systèmes sont alimentés en énergie sous forme électrique en remplacement de l'énergie hydraulique [KRI 91] [QUI 93] [FEI 94]. Ce choix peut être vu comme un objectif de rationalisation dans la mesure où l'énergie électrique est nécessaire pour l'alimentation de l'électronique embarquée (tant utilitaire que de confort) et que sa capacité à remplir des missions dans le domaine des puissances moyennes voire élevées a été démontrée dans divers secteurs d'activité (industrie, transport ferroviaire, etc...). Il est de ce fait naturel de remettre en cause l'utilisation de l'énergie hydraulique, bien qu'elle soit une solution fiable et éprouvée, dont le transport est la principale faiblesse (fuites de circuits hydrauliques). En outre, les équipements électriques apportent l'avantage d'un gain massique [LAN 06]. L'essor des solutions électriques dans les commandes de vol et autres actionneurs embarqués dans les avions est bien illustré par les gammes de produits proposés par les équipementiers du secteur aéronautique. On peut ainsi citer l'exemple du groupe SAFRAN dont quelques filiales sont tout particulièrement axés vers l'électrification des avions, et donc contribuent à *"l'avion plus électrique"* (cf. Journées du Club EEA 2004 – Cergy-Pontoise) :

- Messier-Bugatti/Messier-Dowty : systèmes d'atterrissage, freins électriques, inverseurs de poussée
- Hispano-Suiza : systèmes de commande
- Labinal : réseau (câblage, fils électriques)

Cette liste non-exhaustive est illustrée par des photographies d'équipements à la figures 1.3.

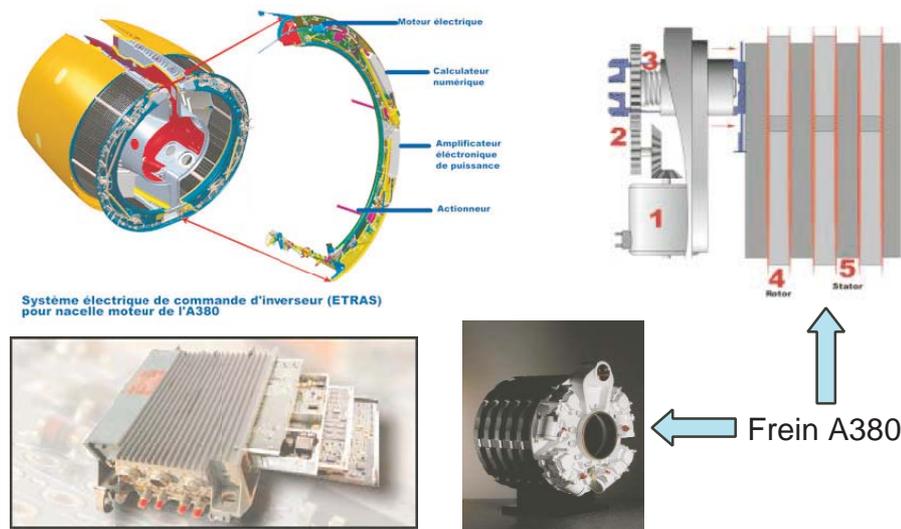


FIG. 1.3 – Quelques équipements d’avion du groupe SAFRAN (inverseur de poussée, frein à disques d’A380)

### 1.3 Etat de l’art et perspectives

La majorité des avions à l’heure actuelle sont équipés de *générateurs synchrones à trois étages* (GS3E) en guise de source électrique principale, connectés sur les turbines de l’avion. Il faut noter que dans ce cadre, la génération d’énergie électrique diffère sensiblement de celle effectuée dans un environnement de type “énergie renouvelable” (e.g. microcentrales hydroélectriques [KAT 03], éoliennes [MUL 02], etc...). En effet, dans le cas de l’avion, la vitesse de rotation est strictement imposée au générateur dans la mesure où la puissance mise en jeu dans le réacteur d’un avion est très grande devant celle absorbée par le générateur électrique pour alimenter le réseau de bord. Ainsi, le niveau de charge (puissance électrique consommée) n’a aucun impact sur la vitesse de rotation : la vitesse d’entraînement n’est donc pas une variable d’état du système mais un paramètre d’entrée imposé (entrée de perturbation), ce qui n’est pas le cas pour une éolienne par exemple où la puissance électrique générée par l’éolienne influe fortement sur sa vitesse de rotation (la puissance électrique fournie au réseau doit s’adapter à la puissance du vent transmise à l’éolienne pour éviter de faire s’effondrer sa vitesse de rotation par une production trop importante). Pour information, on peut donner quelques ordres de grandeurs utiles de puissances mises en jeu dans la propulsion d’un avion de ligne (type Airbus A380) :

- Vitesse de croisière : 961km/h
- Nombre de réacteurs : 4
- Poussée en croisière d’un réacteur : 60kN (modèle Rolls-Royce Trent 900 - cf. figure 1.4)
- Puissance mécanique utile de poussée par réacteur (ordre de grandeur) : 16MW
- Puissance apparente unitaire d’une GS3E : 150kVA
- Puissance apparente totale embarquée dans l’avion : 600kVA

On constate donc que la puissance électrique consommée dans l’avion représente de manière certaine moins de 1% de la puissance produite par les réacteurs (du fait du rendement de conversion mécanique en poussée des réacteurs nettement inférieur à 1 et d’un facteur de puissance global du réseau de bord également inférieur à 1).

On notera que les applications sont à la fois civiles et militaires (Fig. 1.1) et peuvent s’étendre aux hélicoptères.



FIG. 1.4 – Réacteur Rolls-Royce pour l'airbus A380

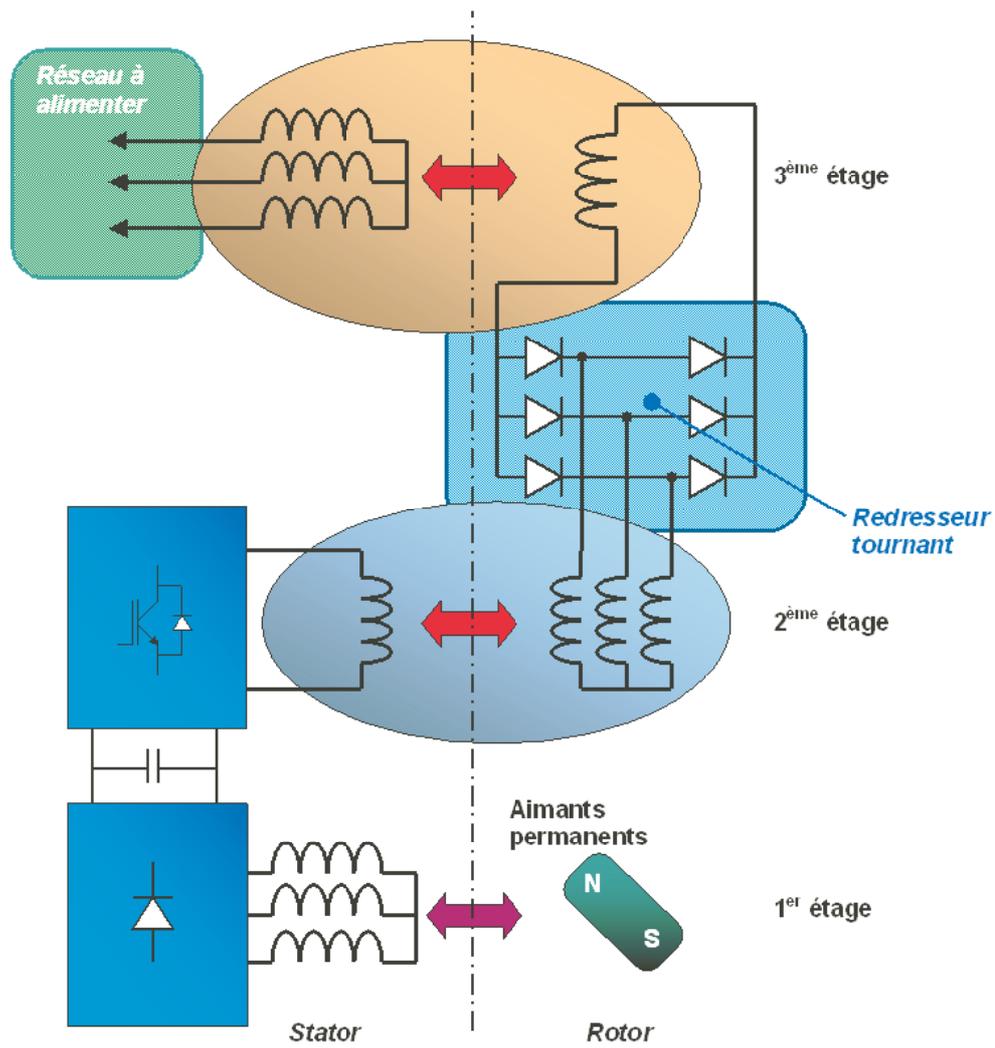


FIG. 1.5 – Génératrice synchrone à trois étages

La solution de la GS3E a pour avantage principal son absence de balais. En effet, il s'agit d'un point clé dans la conception de générateurs dédiés aux applications avioniques dans la mesure où *l'élimination de tout contact électrique frottant est un gage de sécurité et de robustesse*. Cette structure n'est toutefois pas satisfaisante comme nous allons le voir. En effet, ce générateur, décrit à la figure 1.5, est constitué de trois sous-machines en cascade. Tout d'abord, le premier étage est constitué d'une machine synchrone à aimants permanents (MSAP) : cette machine permet au générateur un fonctionnement parfaitement autonome. Les tensions délivrées par ce premier étage sont redressées afin d'alimenter un hacheur connecté à la machine suivante constituant le deuxième étage. Celle-ci est une machine synchrone à inducteur bobinée et *inversée* : l'inducteur monophasé est placé au stator tandis que l'induit triphasé se trouve au rotor. Les tensions obtenues au rotor sont alors redressées (diodes tournantes) pour alimenter l'inducteur d'une troisième machine (troisième et dernier étage) – machine synchrone à inducteur bobiné classique – connectée au réseau à alimenter. On observe donc l'absence de balais recherchée est obtenue au prix d'une complexité certaine du générateur. L'ensemble constitué par les deux premiers étages et le redresseur tournant est connu sous le nom d'excitatrice en bout d'arbre. De tels ensembles sont commercialisés pour l'industrie (alternateurs de centrales en particulier). On peut citer l'exemple de la société Electric Machinery dont un des produits est présenté à la figure 1.6.

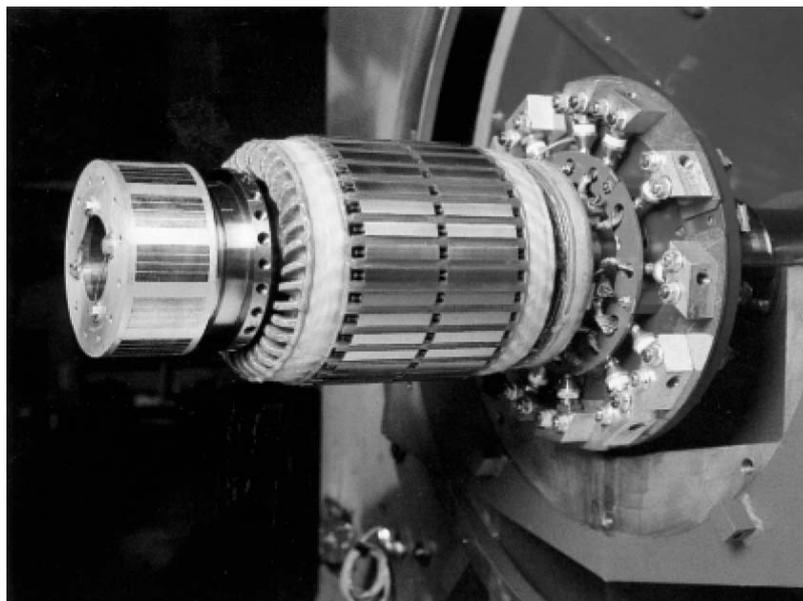


FIG. 1.6 – Excitatrice en bout d'arbre

A l'heure actuelle, des solutions alternatives existent pour les avions de nouvelle génération. On peut citer notamment :

- l'Airbus A380 pour lequel a été mis en place un réseau à fréquence variable.
- le Lockheed-Martin F22 Raptor pour lequel a été mis en place un réseau à courant continu sous 270V (standard retenu également pour l'hélicoptère de combat RAH-66 Comanche conçu par le groupe Boeing-Sikorsky - cf. figure 1.7)

Ces deux types de solutions présentent leurs avantages et leurs inconvénients au même titre que les réseaux à fréquence fixe. Avant d'explicitier les points forts et points faibles de chaque architecture, il est préférable d'analyser les conséquences de ces choix sur les machines et les convertisseurs nécessaires pour les concrétiser.

Tout d'abord, nous pourrions traiter le cas du réseau alternatif à fréquence fixe qui est la solution la plus fréquente aujourd'hui (mais qui peut néanmoins bénéficier d'améliorations ou d'évolutions)

### RAH-66 Comanche Electric Power System



FIG. 1.7 – Générateur de bord 270V - DC de l'hélicoptère Comanche (source Hamilton Sundstrand)

pour nous intéresser ensuite au cas du réseau alternatif à fréquence variable et terminer sur le choix du réseau à courant continu qui se distingue fortement des deux premiers. L'analyse effectuée sur ces trois cas (chapitres 2 et 3) nous permettra alors de mettre en évidence les problèmes rencontrés et les apports de chaque solution. La présentation succincte qui suit sera complétée par les approfondissements apportés dans les chapitres cités, traitant chacun d'un des trois cas : dans les analyses effectuées, il sera notamment établi la *nécessité* de telle ou telle structure en fonction des *contraintes liées aux lois de la physique* en vue d'obtenir le *fonctionnement souhaité* (on retrouvera par exemple de cette manière la structure complexe de la *génératrice synchrone à trois étages*, qui est la *structure nécessaire* pour un contrôle d'*excitation sans balais* avec des *machines conventionnelles*).

#### 1.3.1 Réseau alternatif à fréquence fixe

Les possibilités de génération d'énergie sous forme de courants alternatifs (réseau triphasé) peuvent raisonnablement se classer en deux catégories :

- génération au travers d'un convertisseur statique,
- génération obtenue directement par une machine électrique.

Ces solutions sont purement électriques et sont envisageables en remplacement de la solution mécanique actuelle consistant à produire une vitesse de rotation fixe à partir de la vitesse variable de la turbine. Ainsi, une machine synchrone (la GS3E en l'occurrence) peut fournir une fréquence fixe entraînée de cette manière. Le dispositif utilisé pour obtenir ce résultat est appelé *Constant Speed Drive* (CSD). Quelques illustrations en sont proposées à la figure 1.8.

##### 1.3.1.1 Génération au travers d'un convertisseur

Dans ce premier cas, on peut donc déterminer une architecture en partant du réseau pour remonter à la source d'énergie électrique (machine tournante). Le premier élément rencontré est à priori un onduleur de tension triphasé connecté au réseau à alimenter au travers d'un filtre LC (triphase). Ce convertisseur devant nécessairement être alimenté par l'intermédiaire d'un bus continu et tous les générateurs utilisables étant des machines à courant alternatif, on peut conclure que l'élément amont est nécessairement un redresseur, commandé ou non : ce paramètre étant lié au choix de la machine utilisée comme générateur. Ce point est traité dans le tableau 1.1 où sont regroupées les machines possibles.

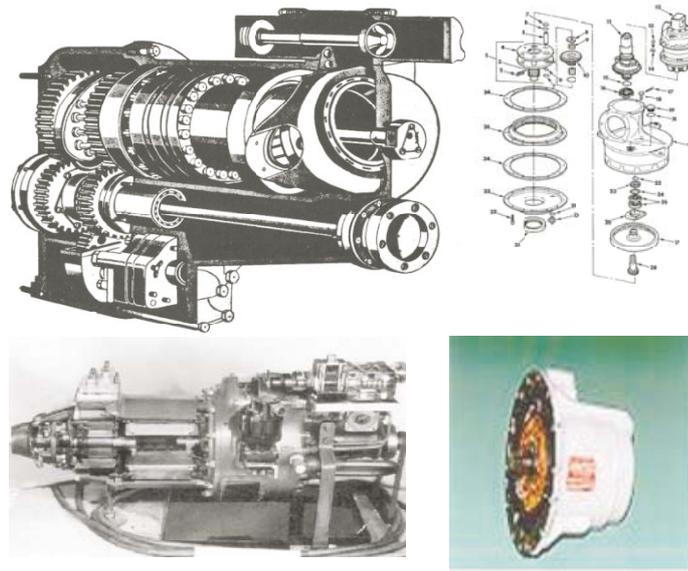


FIG. 1.8 – Quelques images de Constant Speed Drive - CSD

Type de machine	Type de redresseur associé
Machine synchrone	redresseur non commandé (à diode)
Machine d'induction	redresseur commandé
Machine à réluctance variable	redresseur commandé

TAB. 1.1 – Types de redresseurs requis en fonction du type de machine utilisée comme générateur

**Remarque 1.1** On notera que seules les machines synchrones à aimants permanents (MSAP) sont réellement autonomes mais vis à vis du stator une machine synchrone à inducteur bobiné est équivalente à une MSAP. Il est à noter toutefois que la classification faite dans le tableau 1.1 peut être nuancée dans la mesure où il existe différents degrés d'hybridation entre les catégories citées :

- Machines synchrones à pôles saillants (en particulier la machine à réluctance variable qui n'est pas autonome et présente donc une analogie avec la MAS à cage)
- Machines synchrones à double excitation (MSDE)
- Machines asynchrones à double alimentation (MADA)<sup>3</sup>

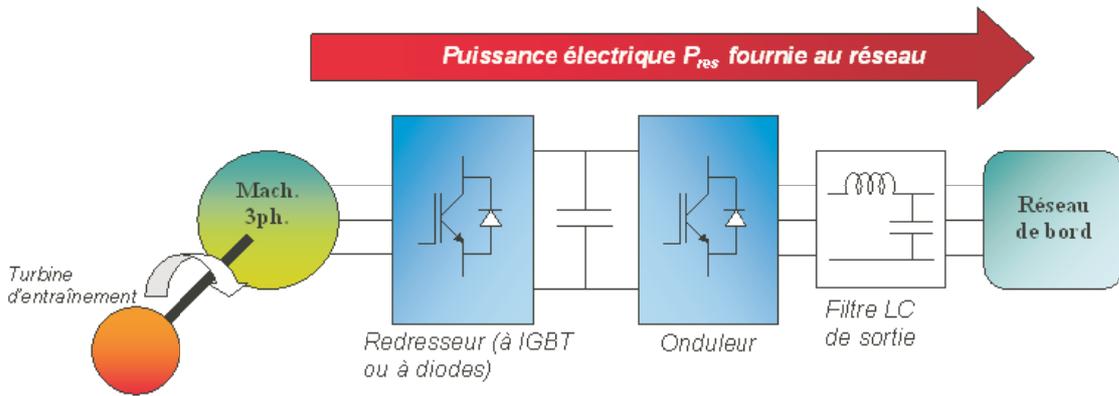


FIG. 1.9 – Génération à fréquence fixe au travers de convertisseurs

On notera que l'alimentation d'un réseau alternatif à fréquence fixe au travers d'un convertisseur statique (onduleur) conduit à ajouter un deuxième convertisseur (redresseur) dont la complexité est liée à la machine utilisée comme générateur. Il s'agit d'une solution tout à fait satisfaisante en terme de poids et d'encombrement dans la mesure où les convertisseurs statiques peuvent avoir une puissance massique importante. Par contre, on constate que dans cette chaîne de génération d'énergie, illustrée par la figure 1.10, la totalité de la puissance fournie au réseau transite dans les convertisseurs : ceci pose évidemment un problème en terme de coût de ces derniers et on peut considérer que ces convertisseurs devront être l'objet d'une maintenance très régulière. En effet, dans cette architecture, on note qu'une panne est fatale du fait de sa structure en cascade. On notera néanmoins que l'interconnexion de plusieurs générateurs en parallèle sur un réseau à fréquence fixe est possible et permet éventuellement d'assurer un fonctionnement en mode dégradé [LAN 06].

### 1.3.1.2 Génération directe par une machine

Nous n'explorerons pas ici en profondeur la construction d'une architecture sans balais d'un générateur de ce type mais il s'agit surtout de montrer que seule la machine asynchrone à double alimentation permet d'obtenir un fonctionnement de ce type pour une vitesse d'entraînement variable. En effet, il est connu que la création d'un couple dans une machine à bobinages au stator et au rotor est obtenue par une interaction entre des champs statoriques et rotoriques synchrones. Or, dans la *théorie généralisée des machines synchrones et asynchrones*, il existe la relation :

$$\omega_s - \omega_r = p\Omega \quad (1.1)$$

où

<sup>3</sup>Structurellement, la MADA est identique à la machine asynchrone à cage (mis à part le court-circuit rotorique) mais son principe de fonctionnement est plus proche de celui de la machine synchrone : on parle d'ailleurs parfois de machine synchrone généralisée [RAM 00].

- $\omega_s$  est la pulsation des courants statoriques
- $\omega_r$  est la pulsation des courants rotoriques
- $\Omega$  est la vitesse de rotation mécanique de la machine
- $p$  est le nombre de paires de pôles de la machine

En considérant que le réseau à alimenter est connecté au stator de la machine, on peut montrer que seule la machine asynchrone est capable de s'adapter à des variations de vitesse pour maintenir une fréquence fixe à son stator [PAT 06b].

$$\omega_s = \omega_r + p\Omega \quad (1.2)$$

On peut donc proposer une solution partielle de génération d'énergie à fréquence fixe et à vitesse variable. Une analyse plus complète sera proposée (comme pour les autres structures) dans le chapitre 2.

### 1.3.2 Réseau alternatif à fréquence variable

Le réseau alternatif à fréquence variable est moins problématique dans la mesure où l'utilisation d'une machine synchrone couplée directement au réseau est envisageable contrairement au cas précédent pour lequel l'utilisation de ce type de machine nécessitait obligatoirement l'utilisation de deux convertisseurs statiques (redresseur/onduleur)<sup>4</sup>. Par ailleurs, son utilisation pour l'alimentation d'actionneurs électriques ne pose pas réellement de problème car à l'heure actuelle, la plupart des machines électriques (pour ne pas dire toutes) utilisées dans un avion sont pilotées par un onduleur (variateur de vitesse) : ainsi, il est nécessaire d'utiliser un redresseur, totalement insensible aux variations de fréquence du réseau d'alimentation. Toutefois, il faut noter que dans ce cas, l'amplitude des tensions doit être maintenue constante et ceci interdit donc l'utilisation d'une simple machine synchrone à aimants permanents. On voit donc l'intérêt d'un contrôle de l'excitation et pour éviter l'utilisation des balais présents dans une machine synchrone à inducteur bobiné, une alternative existe :

- la génératrice synchrone à trois étages déjà décrite plus haut
- la machine synchrone à double excitation (MSDE) déjà mentionnée et qui sera décrite par la suite

On notera pour en finir avec cette introduction concernant les réseaux à fréquence variable qu'il existe un dernier problème les concernant : l'impossibilité d'interconnecter directement deux générateurs sans leur imposer un fonctionnement synchrone qui obligerait à asservir les deux turbines associées à une même consigne de vitesse, ce qui n'est pas souhaitable (perte d'un degré de liberté). Pour garder cette liberté, il est obligatoire d'interconnecter les deux générateurs ou plutôt les deux réseaux au travers d'une liaison à courant continu réalisée avec un ensemble redresseur/onduleur. On retrouve alors une structure identique à celle d'un réseau à courant continu, mais exploitée différemment.

### 1.3.3 Réseau à courant continu

Comme cela a été suggéré dans le paragraphe précédent, le réseau à courant continu peut être vu comme un moyen d'interconnexion de réseaux à fréquences différentes (libres) voire même à amplitudes différentes. Cette architecture présente un potentiel important dans la mesure où elle permet :

- une mise en parallèle de différents générateurs (de différentes technologies)
- une tolérance aux pannes élevée du fait de cette structure parallèle (plutôt qu'en cascade)

La modularité de cette solution s'accompagne d'une simplicité des modules constitutifs qui se présentent systématiquement sous la forme machine + redresseur [PAT 06a], comme indiqué à la

<sup>4</sup>En fait, la génération à fréquence fixe et à vitesse variable avec une machine synchrone est possible mais nécessite l'utilisation d'un dispositif mécanique (ou hydraulique) placé entre la turbine d'entraînement et l'arbre de la machine. Ce dispositif porte le nom de *Constant Speed Drive* (CSD) et joue le rôle d'une boîte de vitesse. Le caractère non satisfaisant de ce genre de solution est évident car sa fragilité impose une maintenance régulière et coûteuse.

figure 1.10. En outre, on peut noter que cette solution ne se limite pas à des machines triphasées mais peut s'étendre sans peine à des machines ayant un nombre de phases plus élevé, autorisant alors des fonctionnements en mode dégradé et en fonctionnement normal, pouvant améliorer la qualité de l'énergie fournie (diminution d'ondulations du courant de bus continu dans le cas de machines à réluctance variable par exemple).

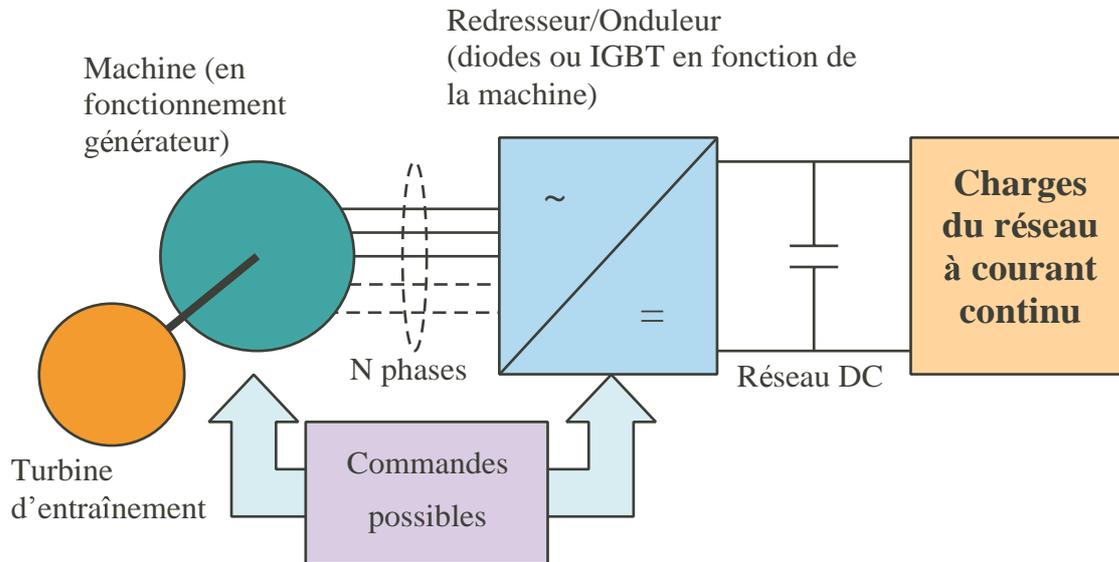


FIG. 1.10 – Générateur à courant continu générique

## 1.4 Plan de l'étude

La démarche suivie dans ce mémoire est la suivante : à partir de l'état de l'art et des perspectives présentées dans cette introduction, une analyse des trois grandes familles identifiées est effectuée dans la 1<sup>ère</sup> partie du mémoire, intitulée "Analyse d'architectures" :

- le cas des générateurs alternatifs à fréquence fixe est traité au chapitre 2,
- celui des générateurs alternatifs à fréquence variable et de la génération en courant continu au chapitre 3.

Ces deux derniers cas sont rassemblés dans un même chapitre car un lien existe entre ces deux formats comme cela sera illustré lors d'une interconnexion de deux réseaux à fréquence variable (nécessairement par une liaison à courant continu).

Cette analyse ne s'appuie tout au plus que sur des modèles idéaux de machines et ne saurait se substituer à une modélisation rigoureuse des éléments constitutifs des architectures établies en vue de la commande ainsi que pour la simulation en régime transitoire des générateurs. Ce travail de modélisation sera présenté dans la 2<sup>ème</sup> partie du document, intitulée "Modélisation dynamique de générateurs" et qui se focalisera sur les deux machines étudiées dans cette thèse : la Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA) et la Machine Synchrone à Double Excitation (MSDE). Le découpage de cette partie est le suivant :

- la modélisation de la MADA est présentée au chapitre 4,
- cette modélisation se poursuit par la présentation du modèle de la cascade au chapitre 5,
- et le chapitre 6 est consacré à la MSDE.

Cette modélisation étant effectuée au moyen d'outils spécifiquement exploités au laboratoire, le Schéma Dynamique Phasorial (SDP) et le Schéma Dynamique en Composantes (SDC), un dernier

chapitre (chapitre 7) achèvera cette partie par une ouverture vers les autres formalismes utilisés dans la communauté des électrotechniciens, le Graphe Informationnel de Causalité (GIC) [HAU 95] et la Représentation Energétique Macroscopique (REM) [BOU 00]; le cas des graphes de liens ou *Bond-Graphs* [PAY 61], dont l'usage s'étend sur une communauté plus large - non limitée aux électrotechniciens [ROB 01b], sera également évoqué.

La tâche de modélisation sera ensuite exploitée pour la synthèse de commandes à laquelle est consacrée la 3<sup>ème</sup> et dernière partie de ce mémoire. Le chapitre 8 présente la méthodologie d'inversion de modèle mise en oeuvre sur la base des SDP/SDC (une illustration avec les REM sera également proposée). Le découpage proposé ensuite ne suit pas le même découpage que la modélisation dans la mesure où les contenus des chapitres 9 et 10 sont classés en fonction de la nature (architecture) du générateur traité :

- Commande de la MADA et de la cascade au chapitre 9,
- Commande de la MSDE dans ses différents modes d'utilisation au chapitre 10.

Le chapitre 11 conclura finalement ce mémoire et dressera quelques perspectives de recherche dans la continuité de ce travail de thèse. Le lecteur trouvera par ailleurs à la fin de ce document plusieurs annexes aidant à la compréhension du texte. Dans la mesure où il fait régulièrement usage d'acronymes et d'abréviations tout au long de ce mémoire, l'annexe A est constituée d'un lexique les explicitant (et faisant parfois le lien entre français et anglais lorsqu'une correspondance existe). L'annexe B est consacrée à la présentation des notations utilisées pour les grandeurs électriques, magnétiques, matrices usuelles et paramètres des machines exploités dans cette étude. Sont notamment regroupées dans cette annexe les transformations usuelles, régulièrement utilisées ici (Clarke, Concordia, Park) ainsi que quelques autres notions usuelles (phaseurs, commandabilité, observabilité, etc...). Enfin, l'annexe C s'attache à décrire le banc d'essai de manière précise avec les différentes valeurs des paramètres des machines, convertisseurs, capteurs, etc...



Première partie

**Analyse d'architectures pour réseaux  
embarqués**



## Chapitre 2

# Réseau alternatif à fréquence fixe

### 2.1 Deux stratégies de génération à fréquence fixe

#### 2.1.1 Deux solutions classiques : électronique ou MADA

Comme cela a été évoqué dans l'introduction, deux choix sont possibles pour aboutir à une alimentation à fréquence fixe d'un réseau isolé :

- soit l'utilisation d'un système redresseur/onduleur connecté à la génératrice (à priori synchrone à aimants permanents pour un fonctionnement autonome),
- soit l'utilisation d'une MADA ou d'une architecture utilisant des MADA.

Ce dernier choix est intéressant en terme d'électronique de puissance car il autorise un dimensionnement réduit des convertisseurs utilisés dans le générateur, contrairement à la première solution. Afin d'entamer une analyse préliminaire, il convient d'illustrer notre propos par deux schémas de principes associés à ces deux architectures. Ces deux schémas sont regroupés à la figure 2.1.

L'analyse qui peut être faite de la génération à fréquence fixe et à vitesse variable est la suivante : si on souhaite alimenter directement un réseau avec le stator d'une machine tournante, il est nécessaire de pouvoir maintenir la vitesse du champ tournant fixe par rapport à ce stator, indépendante de la vitesse de rotation. Or, ce champ tournant ne peut être créé que par des enroulements rotoriques afin d'assurer une conversion d'énergie électromécanique. On peut alors noter que la vitesse du champ tournant par rapport au stator ( $\omega_s/p$ ) est obtenue par composition de deux vitesses :

- la vitesse du champ tournant par rapport au rotor ( $\omega_r/p$ )
- la vitesse de rotation mécanique du rotor par rapport au stator ( $\Omega$ )

où  $\omega_s$  et  $\omega_r$  sont les pulsations des grandeurs électriques au stator et au rotor.

La relation ainsi obtenue est la relation classique pour la machine asynchrone

$$\omega_s - \omega_r = p\Omega \quad (2.1)$$

Or, cette relation est en faite plus générale et s'applique aux machines synchrones, asynchrones, MCC et transformateurs (qui sont tous des cas particuliers). On constate toutefois que le cas le plus général est bien celui de la machine asynchrone et qu'ici, nous devons contrôler la pulsation rotorique de la manière suivante :

$$\omega_r = \omega_s^{\text{ref}} - p\Omega$$

où  $\omega_s^{\text{ref}}$  est la pulsation désirée sur le réseau à alimenter (qui est connecté au stator de la machine).

#### 2.1.2 Vers la structure d'une cascade de deux MADA

Le contrôle de la pulsation rotorique ne peut être obtenu que s'il s'agit d'une machine asynchrone à rotor bobiné : on parle alors plutôt de Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA) dans

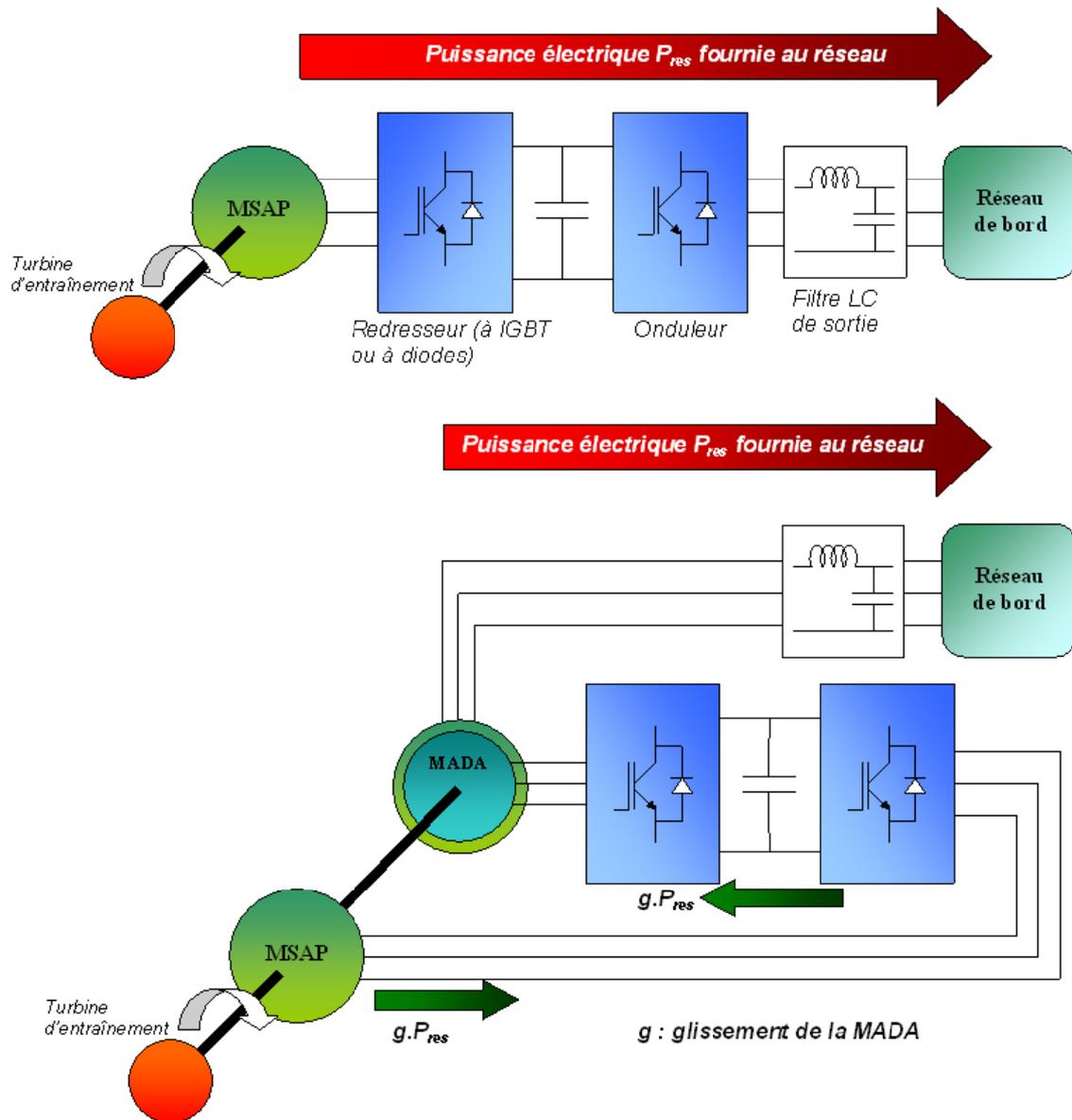


FIG. 2.1 – Deux types d’architectures de générateurs à fréquence fixe et à vitesse variable (VSCF) - En haut : La puissance est produite par la MSAP et traverse deux convertisseurs statiques (redresseur/onduleur), en bas : la MADA est pilotée par ses enroulements rotoriques avec une fraction, proportionnelle au glissement  $g$ , de la puissance fournie au réseau (dimensionnement réduit est convertisseurs et de la MSAP en amont)

ce type d'application. L'alimentation du rotor est alors possible par un onduleur au moyen de bagues et de balais et nous retrouvons bien la structure proposée à la figure 2.1. *Toutefois, il n'est pas possible d'employer une machine utilisant des contacts glissants dans une application avionique pour laquelle les demandes en terme de sécurité et de robustesse sont importantes.* La poursuite de l'analyse sur la base de ce constat nous pousse à rechercher une structure plus adéquate. Ainsi, si on souhaite alimenter le rotor de notre MADA, nous ne pouvons le faire qu'avec les enroulements rotoriques d'une première machine. Or, un contrôle de la fréquence est toujours requis et donc, cette première machine ne peut être qu'une MADA (car une machine synchrone imposerait une fréquence proportionnelle à la vitesse – sans possibilité de contrôle). On notera que cette association de MADA a déjà été proposée comme générateur par le passé, tant dans le domaine aéronautique [ORT 84] que pour les microcentrales hydroélectriques [KAT 03]. L'association de deux MADA découplées mécaniquement et interconnectées par leurs rotors a également été étudiée en fonctionnement moteur pour la réalisation de différentiels électriques [VIC 99a], [VIC 99b]. En fait, ce genre d'association est connu de longue date et peut même être considéré comme classique [LAG 49], [PIC 65] dans la mesure où on utilisait régulièrement de tels systèmes à une époque où l'électronique de puissance était inexistante ou se limitait aux seuls thyristors et diodes.

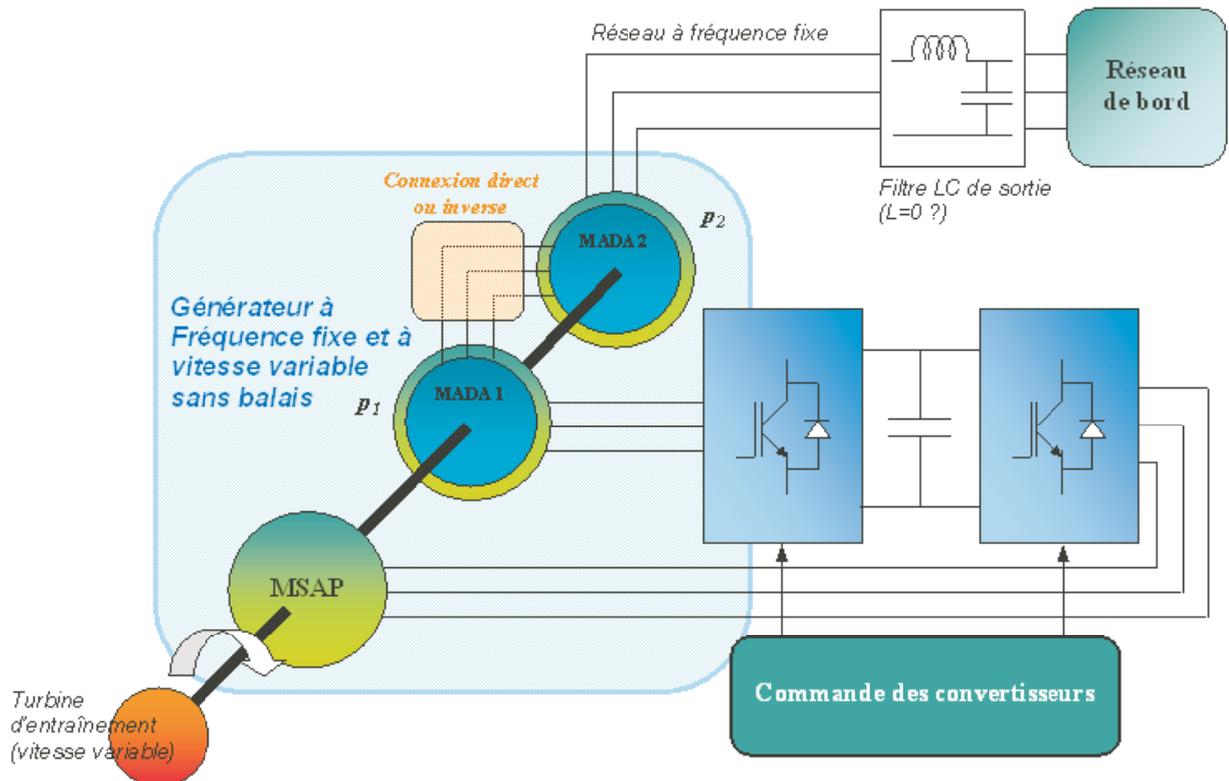


FIG. 2.2 – Architecture de générateur basé sur une cascade de deux MADA (sans contact glissant) dont le comportement dépend des nombres de paires de pôles des deux MADA et du couplage (direct ou inverse) des enroulements rotoriques des deux machines

L'alimentation de la première MADA est alors effectuée par son stator et nous aboutissons à la structure totalement sans balais (*brushless*) de la figure 2.2. Cette structure complexe possède *plusieurs degrés de liberté pour sa conception* :

- les nombres de paires de pôles  $p_1$  et  $p_2$  des deux MADA
- le type de couplage (direct ou inverse) des deux rotors

Ces deux paramètres ont un impact important sur le comportement de la cascade en terme de transferts de puissance en fonction de la vitesse de rotation et de la fréquence désirée sur le réseau à alimenter [PAT 04]. Ils devront donc être choisis sur la base des contraintes fixées par le cahier des charges de l'application et sur une interprétation des modes de fonctionnement, intéressants ou non, de telle ou telle configuration. On peut noter deux paramètres importants du cahier des charges :

- la plage de vitesse de la turbine d'entraînement  $[\Omega_{\min}, \Omega_{\max}]$ .
- la pulsation  $\omega_{\text{res}}$  désirée sur le réseau à alimenter.

Notre démarche d'analyse nous a conduit à la solution de type "cascade de MADA" mais il ne s'agit pas d'une machine totalement "exotique" dans la mesure où elle fait l'objet d'études au Brésil [OLI 04],[RUN 04], sous une forme particulière car il s'agit d'une machine à cage connue sous le nom de *Brushless Doubly Fed Twin stator Squirrel Cage Induction Generator* (BDFTSICIG). Une illustration de cette cascade intégrée est présentée à la figure 2.3.

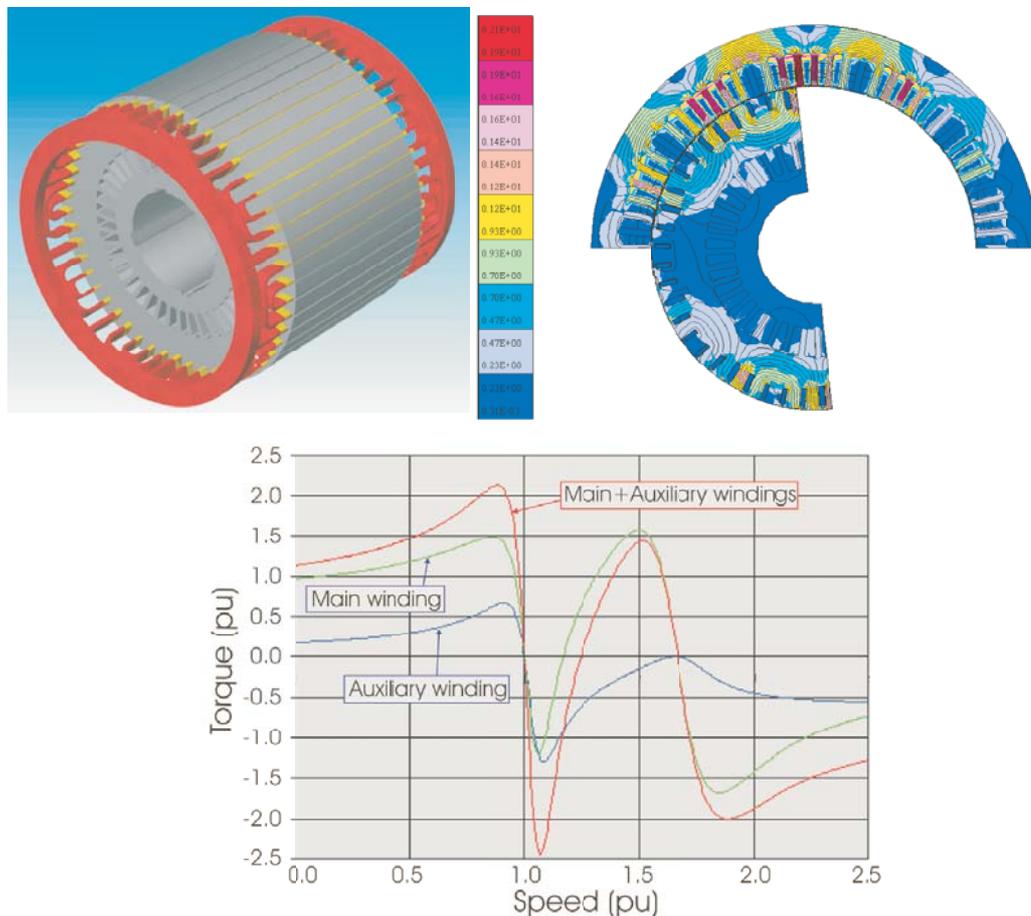


FIG. 2.3 – Cascade de MADA intégrée à cage

## 2.2 Un modèle idéalisé de la MADA

Afin d'étudier le comportement de la structure en cascade proposée à la figure 2.2, il est nécessaire de disposer d'un modèle simplifié (idéalisé) de la MADA en Régime Permanent Sinusoïdal (RPS). Ce modèle idéalisé comporte la relation (2.1), qui n'a réellement un sens qu'en RPS, entre les pulsations statorique et rotorique ainsi que la vitesse de rotation  $\Omega$ , auquel il faut ajouter la relation entre les puissances (*en absence de pertes Joule, de pertes fer et de pertes mécaniques*) :

- puissances électriques *entrantes* au stator  $P_s$  et au rotor  $P_r$
- puissance mécanique  $P_m$  sortante sur l'arbre de la machine<sup>1</sup>

$$P_s + P_r = P_m \quad (2.2)$$

avec

$$P_r = g.P_s \quad (2.3)$$

où  $g$  est le glissement de la machine par rapport à la vitesse de synchronisme. On peut donner la définition classique du glissement

$$g \triangleq \frac{\omega_r}{\omega_s} \quad (2.4)$$

ainsi que l'autre écriture en fonction de  $\omega_s$  et de  $\Omega$  :

$$g = \frac{\omega_s - p\Omega}{\omega_s} \quad (2.5)$$

Les relations (2.1), (2.2), (2.3) et (2.4) constituent un modèle idéalisé de la MADA en RPS que nous allons exploiter pour analyser le comportement de chaque configuration de la cascade. Il convient d'ajouter à cela la relation entre les tensions statoriques et rotoriques (simples ou composées)

$$V_r = m.g.V_s \quad (2.6)$$

où

- $m$  est le rapport de transformation de la machine à l'arrêt.
- $g$  est le glissement de la machine défini en (2.4).

Toutefois, avant d'entamer cette étude, il convient de définir un paramètre permettant de rendre compte du type de couplage (direct ou inverse) des rotors. Nous introduisons pour cela un coefficient de couplage  $\lambda_c$  tel que

$$\lambda_c = \begin{cases} 1 & \text{pour un couplage direct} \\ -1 & \text{pour un couplage inverse} \end{cases} \quad (2.7)$$

Pour la suite de l'étude (dans ce chapitre comme dans la partie modélisation), les indices 1 et 2 seront utilisés pour distinguer les puissances et les pulsations relatives à la MADA n°1 et à la MADA n°2.

Nous posons donc les grandeurs suivantes (conformément à l'illustration de la figure 2.4)

- $P_{s1}$  : Puissance entrant au stator de la MADA n°1
- $P_{r1}$  : Puissance entrant au rotor de la MADA n°1
- $P_{m1}$  : Puissance fournie par la MADA n°1
- $P_{s2}$  : Puissance entrant au stator de la MADA n°2
- $P_{r2}$  : Puissance entrant au rotor de la MADA n°2
- $P_{m2}$  : Puissance fournie par la MADA n°2
- $\omega_{s1}$  : pulsation statorique de la MADA n°1
- $\omega_{r1}$  : pulsation rotorique de la MADA n°1
- $\omega_{s2}$  : pulsation statorique de la MADA n°2
- $\omega_{r2}$  : pulsation rotorique de la MADA n°2
- $\Omega$  : vitesse de rotation mécanique de l'arbre commun
- $p_1$  : nombre de paires de pôles de la MADA n°1
- $p_2$  : nombre de paires de pôles de la MADA n°2

Commençons par donner l'expression de la pulsation rotorique<sup>2</sup>  $\omega_{r1}$  de la MADA n°1 par la relation

$$\omega_{r1} = \omega_{s1} - p_1\Omega \quad (2.8)$$

Deux premiers cas de figure sont possibles suivant le signe de  $\omega_{r1}$  :

<sup>1</sup>Il s'agit d'une convention moteur hypersynchrone.

<sup>2</sup>La pulsation est ici une grandeur signée dans la mesure où elle est représentative du sens de rotation d'un champ associé.

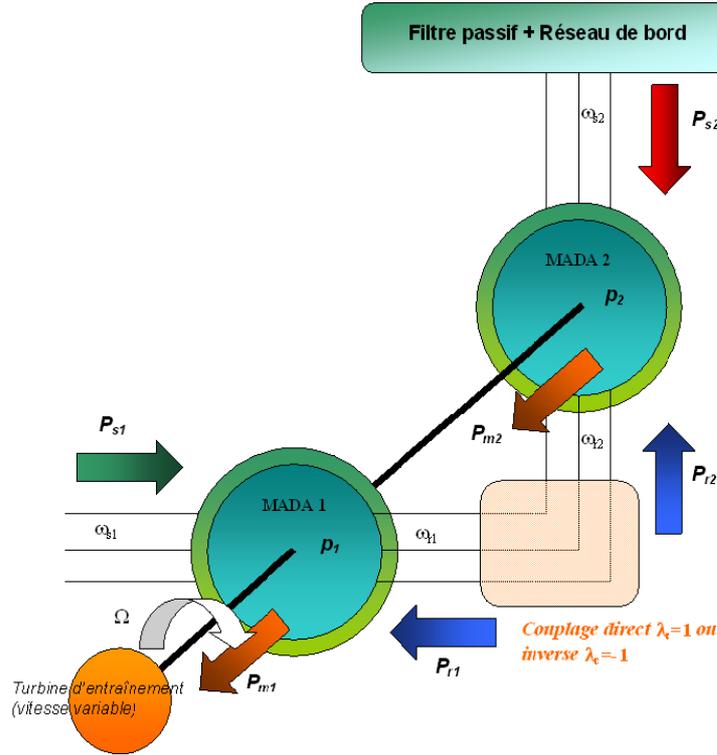


FIG. 2.4 – Conventions établies pour l'étude de la cascade des deux MADA

- $\omega_{r1} > 0$  : Fonctionnement hyposynchrone de la MADA n°1
- $\omega_{r1} < 0$  : Fonctionnement hypersynchrone de la MADA n°1

Ensuite, nous nous intéressons à la deuxième machine en fonction du mode de couplage :

- dans le cas d'un couplage direct, nous avons  $\omega_{r2} = \omega_{r1}$
- dans le cas d'un couplage inverse, nous avons  $\omega_{r2} = -\omega_{r1}$

De manière synthétique, on notera

$$\omega_{r2} = \lambda_c \cdot \omega_{r1} \quad (2.9)$$

où  $\lambda_c$  est le coefficient de couplage introduit ci-dessous en (2.7).

Il est ensuite possible d'exprimer la pulsation statorique de la deuxième machine :

$$\omega_{s2} = \omega_{r2} + p_2 \Omega = \lambda_c \omega_{r1} + p_2 \Omega = \lambda_c (\omega_{s1} - p_1 \Omega) + p_2 \Omega \quad (2.10)$$

On peut regrouper tous ces résultats dans le tableau 2.1 :

	Couplage direct ( $\lambda_c = 1$ )	Couplage inverse ( $\lambda_c = -1$ )
$\omega_{r1}$	$\omega_{s1} - p_1 \Omega$	$\omega_{s1} - p_1 \Omega$
$\omega_{r2}$	$\omega_{s1} - p_1 \Omega$	$-\omega_{s1} + p_1 \Omega$
$\omega_{s2}$	$\omega_{s1} + (p_2 - p_1) \Omega$	$-\omega_{s1} + (p_1 + p_2) \Omega$

TAB. 2.1 – Modèle direct (en fréquence) de la cascade

Pour effectuer l'étude des transferts de puissance effectifs dans une configuration donnée, il semble évident que les différentes configurations des nombres de paires de pôles ( $p_1 = p_2$ ,  $p_1 > p_2$  et  $p_1 < p_2$ ) conduiront à des fonctionnements totalement différents les uns des autres et une mise en évidence des particularités de chaque cas sera nécessaire pour effectuer un choix pour la conception d'une telle cascade en fonction d'un cahier des charges pour une application donnée (notamment pour une plage de

vitesse donnée du dispositif d'entraînement). Nous analyserons le fonctionnement global de la cascade en fonction des glissements des deux machines MADA1 et MADA2 que nous noterons respectivement  $g_1$  et  $g_2$ .

Une vision globale de la cascade nous permet d'écrire

$$P_{s1} + P_{s2} = P_{m1} + P_{m2} = P_m \quad (2.11)$$

où  $P_m$  est la puissance mécanique fournie<sup>3</sup> à l'arbre par les deux MADA. L'intérêt du générateur étant de limiter la puissance transitant par l'électronique de puissance (onduleur et redresseur MLI), il est utile d'évaluer la fraction de la puissance  $P_{s2}$  fournie au réseau qui devra être apportée par le stator de la MADA1. Pour cela, il suffit de noter que

$$P_{r1} = -P_{r2} \quad (2.12)$$

et que

$$\begin{cases} P_{r1} = -g_1 P_{s1} \\ P_{r2} = -g_2 P_{s2} \end{cases} \quad (2.13)$$

On peut donc finalement écrire que

$$P_{s1} = -\frac{g_2}{g_1} P_{s2} = -g_c P_{s2} \quad (2.14)$$

où on introduit  $g_c$ , le glissement global de la cascade<sup>4</sup>

$$g_c \triangleq \frac{g_2}{g_1} \quad (2.15)$$

et donc

$$P_{s2} = \frac{P_m}{1 - \frac{g_2}{g_1}} = \frac{P_m}{1 - g_c} \quad (2.16)$$

**Remarque 2.1** *Il est souhaitable que sur la plage de vitesse  $[\Omega_{\min}, \Omega_{\max}]$  balayée dans notre application, le coefficient  $g_c$  reste aussi faible que possible. C'est un critère de choix d'une bonne structure minimisant les pertes dans les éléments de contrôle (MSAP et convertisseurs statiques placés en amont de la cascade des deux MADA).*

**Remarque 2.2** *Rappelons que la puissance fournie au réseau n'est pas totalement issue de la turbine car la puissance  $P_{s1}$  est elle-même prélevée sur celle-ci au travers de l'ensemble {MSAP-Redresseur-Onduleur}, voir figure 2.2.*

**Remarque 2.3** *Suivant nos conventions, nous souhaitons que  $P_{s2}$  soit négatif. Il faut donc que  $P_m$  et  $1 - g_c$  soient de signes différents. Mais comme il est indiqué plus haut qu'il est souhaitable de  $g_c$  soit petit (i.e.  $|g_c| \ll 1$ ), nous considérerons pour la suite que  $1 - g_c > 0$  et  $P_m < 0$ . Par contre, il est tout à fait admis que  $g_c$  soit positif ou négatif.*

## 2.3 Etude du rapport des glissements

### 2.3.1 Préliminaires

Nous venons de voir que le paramètre clé du réglage de la fraction puissance à fournir à la cascade par le stator de la première machine est directement proportionnel au glissement  $g_c$ , c'est-à-dire au rapport des glissements des deux machines. Avec

$$\begin{cases} g_1 = \frac{\omega_{r1}}{\omega_{s1}} \\ g_2 = \frac{\omega_{r2}}{\omega_{s2}} \end{cases}$$

<sup>3</sup>toujours la convention moteur.

<sup>4</sup>Le glissement  $g_c$  est en fait un pseudo-glissement puisqu'il s'agit du rapport des glissements des deux MADA.

il vient

$$g_c = \frac{\omega_{r2}}{\omega_{r1}} \cdot \frac{\omega_{s1}}{\omega_{s2}} = \lambda_c \frac{\omega_{s1}}{\omega_{s2}} \quad (2.17)$$

où  $\lambda_c$  est le coefficient de couplage (direct ou inverse) introduit dans (2.9) et utilisé dans la relation (2.10) que nous rappelons ici

$$\omega_{s2} = \lambda_c (\omega_{s1} - p_1 \Omega) + p_2 \Omega$$

ce qui nous permet de réécrire l'expression (2.17) de  $g_c$  en fonction de  $\omega_{s1}$  et de  $\Omega$  :

$$g_c = \lambda_c \frac{\omega_{s1}}{\lambda_c (\omega_{s1} - p_1 \Omega) + p_2 \Omega}$$

qui conduit à deux expressions distincts  $g_c^+$  et  $g_c^-$  respectivement pour  $\lambda_c = 1$  et  $\lambda_c = -1$  :

$$g_c^+ = \frac{1}{1 + (p_1 - p_2) \frac{\Omega}{\omega_{s1}}} \quad \text{et} \quad g_c^- = \frac{1}{(p_1 + p_2) \frac{\Omega}{\omega_{s1}} - 1} \quad (2.18)$$

Mais la formulation de  $g_c$  en fonction de  $\omega_{s1}$  ne nous intéresse pas directement, il est en effet souhaitable de disposer d'une expression du rapport des glissements en fonction de la vitesse  $\Omega$  et de la pulsation  $\omega_{res}$  que l'on souhaite imposer sur le réseau.

### 2.3.2 Synthèse des résultats

Dans les trois configurations vues ici (en fonction des nombres de paires de pôles), nous avons des comportements différents de la cascade en termes de transferts de puissances. Nous allons maintenant effectuer une synthèse de ces résultats pour les deux types de couplage des MADA. La synthèse proposée ici constitue un modèle inverse de la cascade dans la mesure où il est indiqué la pulsation statorique 1 nécessaire  $\omega_{s1}$  pour obtenir au stator 2 de la cascade une pulsation  $\omega_{res}$  fixe, imposée par le cahier des charges, indépendante de la vitesse de rotation  $\Omega$ .

**Remarque 2.4** *Pour la suite de l'étude, nous introduisons deux nouveaux paramètres secondaires (pour les couplages direct et inverse des rotors)*

- Pour le couplage direct ( $\lambda_c = 1$ ) :  $\Delta p = p_1 - p_2$
- Pour le couplage inverse ( $\lambda_c = -1$ ) :  $\Sigma p = p_1 + p_2$

Réf.	Coupl. dir.	$\omega_{s1}$	$\frac{g_2}{g_1} = g_c$	Annulation de $g_c$	Remarques
A <sup>+</sup>	$p_1 = p_2$	$\omega_{res}$	1	jamais	Config. inutile
B <sup>+</sup>	$p_1 \neq p_2$	$\omega_{res} + \Delta p \Omega$	$\frac{\omega_{res} + \Delta p \Omega}{\omega_{res}}$	$\Delta p \Omega = -\omega_{res}$	Config. utilisable
Réf.	Coupl. inv.	$\omega_{s1}$	$\frac{g_2}{g_1} = g_c$	Annulation de $g_c$	Remarques
A <sup>-</sup>	$p_1 = p_2$	$\Sigma p \Omega - \omega_{res}$	$\frac{\omega_{res} - 2p \Omega}{\omega_{res}}$	$2p \Omega = \omega_{res}$	Config. utilisable
B <sup>-</sup>	$p_1 \neq p_2$	$\Sigma p \Omega - \omega_{res}$	$\frac{\omega_{res} - \Sigma p \Omega}{\omega_{res}}$	$\Sigma p \Omega = \omega_{res}$	Config. utilisable

TAB. 2.2 – Modèle inverse (en fréquence) de la cascade

Les deux tableaux 2.2 résument tous les cas de figures et donnent des informations sur le fonctionnement de la cascade à partir des paramètres de la cascade ainsi que de ceux issus du cahier des charges, à savoir :

- les nombres de paires de pôles  $p_1$  et  $p_2$  des deux machines (ou plutôt  $\Delta p$  ou  $\Sigma p$  en fonction du type de couplage)

- la plage de variation  $[\Omega_{\min}, \Omega_{\max}]$  de la vitesse de rotation  $\Omega$  de l'arbre
- la pulsation  $\omega_{res}$  attendue sur le réseau

A partir de ces résultats, nous pourrons ensuite analyser le fonctionnement interne de la cascade (avec les différents transferts de puissance) dans le cadre d'une étude idéalisée (machines sans pertes) mais nous effectuerons en parallèle une analyse exploitant les paramètres de machines réelles appliqués aux schémas électriques établis plus haut. Pour cela, une étude sur l'identification des paramètres de la MADA s'impose : cet aspect du problème étant traité en annexe C, nous poursuivons l'étude des transferts de puissances (suivant les différentes configurations de la cascade) à la section suivante.

## 2.4 Etude comparative des configurations de la cascade

### 2.4.1 Objectifs de réalisation de la cascade

Nous nous fixons un objectif de caractérisation du fonctionnement de la cascade en fonction du cahier des charges de fonctionnement VSCF déjà introduit précédemment, à savoir

- une puissance absorbée sur le réseau imposée<sup>5</sup> :  $P_{s2} = -P_{res}$
- une fréquence des tensions délivrées imposée (et fixe) :  $\omega_{s2} = \omega_{res}$
- une plage de variation de la vitesse de rotation imposée :  $\Omega \in [\Omega_{\min}, \Omega_{\max}]$

**Remarque 2.5** *Ce cahier des charges n'est pas complet car il sera nécessaire de préciser quelques paramètres supplémentaires tels que la tension  $V_{s2}$  à fournir sur le réseau ou encore la puissance réactive consommée par le réseau  $Q_{s2} = -Q_{res}$ .*

L'intérêt de la cascade ne réside pas uniquement dans la structure sans balais de l'association des deux MADA mais également dans la possibilité de minimiser la puissance  $P_{s1}$  à délivrer sur le stator de la première MADA<sup>6</sup>. Il est donc souhaitable d'obtenir, pour une configuration donnée, l'expression de  $P_{s1}$  pour la plage de variation de la vitesse. Nous nous intéresserons également à la répartition de la puissance  $P_m$  entre les deux MADA ( $P_m = P_{m1} + P_{m2}$ ). Pour cela, on rappelle les expressions générales suivantes

$$\begin{cases} P_{s1} = -g_c P_{s2} = g_c P_{res} \\ P_m = (1 - g_c) P_{s2} = -(1 - g_c) P_{res} \end{cases} \quad (2.19)$$

La décomposition de  $P_m$  suivant les deux MADA s'obtient tout simplement en rappelant

$$\begin{cases} P_{m1} = (1 - g_1) P_{s1} = (1 - g_1) g_c P_{res} \\ P_{m2} = (1 - g_2) P_{s2} = -(1 - g_2) P_{res} \end{cases} \quad (2.20)$$

### 2.4.2 Discussion sur les configurations possibles

#### 2.4.2.1 Cas du couplage direct avec $p_1 = p_2$

On rappelle tout d'abord l'expression du glissement de la cascade dans cette configuration

$$g_c = \frac{\omega_{res} + \Delta p \Omega}{\omega_{res}} \quad (2.21)$$

Or, si nous avons  $p_1 = p_2$ , il vient

$$\Delta p = 0 \quad (2.22)$$

d'où

$$g_c = 1 \quad (2.23)$$

<sup>5</sup>Nous aurons donc une puissance  $P_{res}$  positive dans le mode de fonctionnement attendu de notre générateur.

<sup>6</sup>de la même façon qu'une MADA simple.

On constate que le glissement est constant et ne s'annule jamais. Cette configuration, comme cela a déjà été indiqué, n'est pas utile car nous ne pourrions pas annuler la puissance  $P_{s1}$  à fournir à la cascade au travers de l'ensemble MSAP + redresseur/onduleur. En fait, nous avons

$$|P_{s2}| = |P_{s1}| \quad (2.24)$$

Ceci nous suggère que la cascade se comporte comme un transformateur "statique". En effet, si nous étudions la relation entre les puissances mécaniques

$$P_{m1} = -P_{m2} \quad (2.25)$$

Lorsqu'une machine fonctionne en générateur, l'autre fonctionne en moteur avec un bilan des puissances strictement nul. Cette *solution* est donc *définitivement à écarter*.

#### 2.4.2.2 Cas du couplage direct avec $p_1 \neq p_2$

On procède de la même façon que précédemment. Mais cette fois, nous avons  $\Delta p \neq 0$ .

$$g_c = \frac{\omega_{\text{res}} + \Delta p \Omega}{\omega_{\text{res}}} \quad (2.26)$$

avec une pulsation  $\omega_{s1}$  dont l'expression est la suivante :

$$\omega_{s1} = \omega_{\text{res}} + \Delta p \Omega \quad (2.27)$$

Et donc, il vient

$$P_{s1} = g_c \cdot P_{\text{res}} = \frac{\omega_{\text{res}} + \Delta p \Omega}{\omega_{\text{res}}} P_{\text{res}} \quad (2.28)$$

et

$$P_m = -(1 - g_c) \cdot P_{\text{res}} = \frac{\Delta p \Omega}{\omega_{\text{res}}} P_{\text{res}} \quad (2.29)$$

Ici, les deux puissances  $P_{s1}$  et  $P_m$  sont toujours des fonctions affines de la vitesse et il existe un point de fonctionnement utile pour lequel la puissance  $P_{s1}$  s'annule, dont l'expression est

$$\Omega_N = -\frac{\omega_{\text{res}}}{\Delta p} \quad (2.30)$$

Comme pour le premier cas, on s'intéresse maintenant à la décomposition de la puissance mécanique  $P_m$  entre les deux MADA.

$$\begin{cases} P_{m1} = (1 - g_1) P_{s1} \\ P_{m2} = -(1 - g_2) P_{\text{res}} \end{cases}$$

avec

$$g_1 = \frac{\omega_{r1}}{\omega_{s1}} = \frac{\omega_{\text{res}} - p_2 \Omega}{\omega_{\text{res}} + \Delta p \Omega} \quad \text{et} \quad g_2 = \frac{\omega_{r2}}{\omega_{s2}} = \frac{\omega_{\text{res}} - p_2 \Omega}{\omega_{\text{res}}}$$

d'où

$$P_{m1} = \frac{p_1 \Omega}{\omega_{\text{res}}} P_{\text{res}} \quad (2.31)$$

et

$$P_{m2} = -\frac{p_2 \Omega}{\omega_{\text{res}}} P_{\text{res}} \quad (2.32)$$

Nous avons là encore un fonctionnement mixte moteur/générateur mais le bilan des puissances est non nul. Il est ici évident que pour un *fonctionnement "globalement" générateur*, il faut  $p_2 > p_1$  mais cette configuration n'est *pas réellement satisfaisante* du fait du *fonctionnement antagoniste des deux MADA*.

### 2.4.2.3 Cas du couplage inverse avec $p_1 = p_2$

Nous posons donc  $p_1 = p_2 = p$  et suivons la même démarche que pour le couplage direct

$$g_c = \frac{\omega_{\text{res}} - 2p\Omega}{\omega_{\text{res}}} \quad (2.33)$$

avec une pulsation  $\omega_{s1}$  imposée pour maintenir une pulsation  $\omega_{\text{res}}$  sur le réseau quelque soit la vitesse de rotation  $\Omega$  :

$$\omega_{s1} = 2p\Omega - \omega_{\text{res}} \quad (2.34)$$

Et donc, il vient

$$P_{s1} = g_c \cdot P_{\text{res}} = \frac{\omega_{\text{res}} - 2p\Omega}{\omega_{\text{res}}} P_{\text{res}} \quad (2.35)$$

et

$$P_m = -(1 - g_c) \cdot P_{\text{res}} = -\frac{2p\Omega}{\omega_{\text{res}}} P_{\text{res}} \quad (2.36)$$

Il est facile de vérifier la cohérence de ces résultats en posant

$$P_m - P_{s1} = -2\frac{\omega_{\text{res}} - p\Omega}{\omega_{\text{res}}} P_{\text{res}} + \frac{\omega_{\text{res}} - 2p\Omega}{\omega_{\text{res}}} P_{\text{res}} = -P_{\text{res}} = P_{s2}$$

On s'aperçoit donc que les deux puissances  $P_{s1}$  et  $P_m$  sont encore des fonctions affines de la vitesse et que le point de fonctionnement utile se situe aux alentours de la vitesse  $\Omega_N$  annulant la puissance  $P_{s1}$  dont l'expression est

$$\Omega_N = \frac{\omega_{\text{res}}}{2p} \quad (2.37)$$

Pour compléter l'étude, on s'intéresse à la décomposition de la puissance mécanique  $P_m$  entre les deux MADA. Or, nous avons

$$\begin{cases} P_{m1} = (1 - g_1) P_{s1} \\ P_{m2} = -(1 - g_2) P_{\text{res}} \end{cases} \quad (2.38)$$

avec

$$g_1 = \frac{\omega_{r1}}{\omega_{s1}} = \frac{p\Omega - \omega_{\text{res}}}{2p\Omega - \omega_{\text{res}}} \quad \text{et} \quad g_2 = \frac{\omega_{r2}}{\omega_{s2}} = \frac{\omega_{\text{res}} - p\Omega}{\omega_{\text{res}}}$$

d'où

$$P_{m1} = -\frac{p\Omega}{\omega_{\text{res}}} P_{\text{res}} \quad (2.39)$$

et

$$P_{m2} = -\frac{p\Omega}{\omega_{\text{res}}} P_{\text{res}} \quad (2.40)$$

Il y a donc équilibrage des puissances mécaniques entre les deux machines et *les deux machines fonctionnent en générateurs*. Cette configuration est donc intéressante et pourrait donner lieu à une réalisation réaliste de cascade (il s'agit d'ailleurs de la configuration utilisée pour le banc d'essai).

### 2.4.2.4 Cas du couplage inverse avec $p_1 \neq p_2$

Cette fois, nous considérons le cas général avec  $p_1 \neq p_2$

$$g_c = \frac{\omega_{\text{res}} - (p_1 + p_2) \cdot \Omega}{\omega_{\text{res}}} \quad (2.41)$$

avec une pulsation  $\omega_{s1}$  imposée pour maintenir une pulsation  $\omega_{res}$  sur le réseau quelque soit la vitesse de rotation  $\Omega$  :

$$\omega_{s1} = (p_1 + p_2) \cdot \Omega - \omega_{res} \quad (2.42)$$

Et donc, il vient

$$P_{s1} = g_c P_{res} = \frac{\omega_{res} - (p_1 + p_2) \cdot \Omega}{\omega_{res}} P_{res} \quad (2.43)$$

et

$$P_m = -(1 - g_c) P_{res} = -\frac{(p_1 + p_2) \cdot \Omega}{\omega_{res}} P_{res} \quad (2.44)$$

L'étude se poursuit encore avec la décomposition de la puissance mécanique  $P_m$  entre les deux MADA :

$$P_{m1} = -\frac{p_1 \Omega}{\omega_{res}} P_{res} \quad (2.45)$$

et

$$P_{m2} = -\frac{p_2 \Omega}{\omega_{res}} P_{res} \quad (2.46)$$

Les deux puissances mécaniques ne sont pas équilibrées mais les deux machines fonctionnent en générateurs comme dans le cas  $p_1 = p_2$ . On pourrait considérer que cette configuration n'est pas plus intéressante que ce dernier cas. Toutefois, il peut être avantageux de prendre des nombres de paires de pôles différents et ceci pour deux raisons :

- une amélioration du rendement
- une meilleure capacité d'intégration de la cascade

Ce dernier point sera illustré dans le paragraphe suivant mais intéressons nous tout d'abord à l'amélioration du rendement. Un constat simple consiste à noter que les pertes (en particulier dans le cuivre) sont la conséquence d'un transfert de puissance : en d'autres termes, *les pertes se répartissent sur le chemin que suit la puissance utile*. L'idée de base d'amélioration d'un système de conversion d'énergie du point de vue de son rendement (*i.e.* de la minimisation des pertes) est donc la minimisation du chemin parcouru par la puissance utile. Il est donc souhaitable dans ce cadre de prélever un maximum de puissance mécanique sur la MADA n°2 et le moins possible sur la MADA n°1. Dans ce cas, et d'après les équations (2.45) et (2.46), il est souhaitable de prendre

$$p_2 > p_1 \quad (2.47)$$

voire même

$$p_2 \gg p_1 \quad (2.48)$$

Toutefois, les degrés de libertés restent limités par la somme  $p_1 + p_2$  imposée par le cahier des charges vis à vis de la vitesse de synchronisme

$$\Omega_N = \frac{\omega_{res}}{p_1 + p_2} \quad (2.49)$$

Ainsi, si nous trouvons que pour une plage de vitesse donnée et une fréquence réseau imposée, il faut prendre  $p_1 + p_2 = 2$ , nous serons obligés de prendre

$$p_1 = p_2 = 1 \quad (2.50)$$

par contre, si nous avons  $p_1 + p_2 = 3$ , il sera préférable de prendre

$$p_1 = 1 \text{ et } p_2 = 2 \quad (2.51)$$

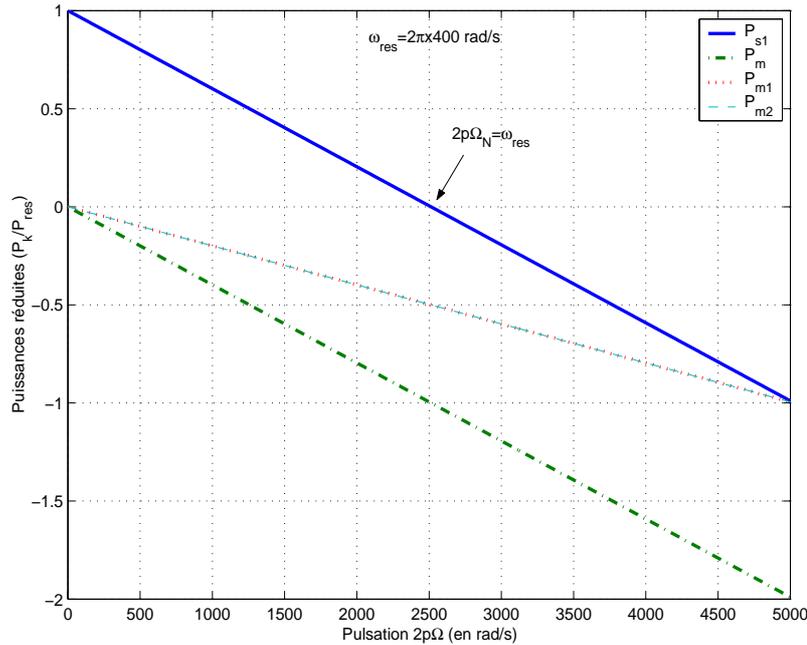
## 2.4.3 Synthèse des résultats

Le tableau 2.3 propose un récapitulatif des expressions des différentes puissances transitant dans la cascade pour chacune des configurations utilisables (toutes sauf  $A^+$ , c.-à-d. couplage direct avec  $p_1 = p_2$ ), et toujours dans l'hypothèse de machines idéales (*i.e.* sans pertes).

Réf.	Configuration	$P_{s1}/P_{res}$	$P_m/P_{res}$	$P_{m1}/P_{res}$	$P_{m2}/P_{res}$	$\Omega_N$
$A^-$	coupl. inv. ; $p_1 = p_2$	$\frac{\omega_{res} - 2p\Omega}{\omega_{res}}$	$-\frac{2p\Omega}{\omega_{res}}$	$-\frac{p\Omega}{\omega_{res}}$	$-\frac{p\Omega}{\omega_{res}}$	$\frac{\omega_{res}}{2p}$
$B^+$	coupl. dir. ; $p_1 \neq p_2$	$\frac{\omega_{res} + \Delta p\Omega}{\omega_{res}}$	$\frac{\Delta p\Omega}{\omega_{res}}$	$\frac{p_1\Omega}{\omega_{res}}$	$-\frac{p_2\Omega}{\omega_{res}}$	$-\frac{\omega_{res}}{\Delta p}$
$B^-$	coupl. inv. ; $p_1 \neq p_2$	$\frac{\omega_{res} - \Sigma p\Omega}{\omega_{res}}$	$-\frac{\Sigma p\Omega}{\omega_{res}}$	$-\frac{p_1\Omega}{\omega_{res}}$	$-\frac{p_2\Omega}{\omega_{res}}$	$\frac{\omega_{res}}{\Sigma p}$

TAB. 2.3 – Bilan des puissances de la cascade

Ces résultats sont donc une première base de choix mais ils donnent également une indication sur la zone de travail dans laquelle se placer comme cela a déjà été évoqué avec la vitesse de synchronisme  $\Omega_N$ . On propose une illustration des transferts de puissances suivant les cas aux figures 2.5 et 2.6.

FIG. 2.5 – Transferts de puissance pour un couplage inverse avec  $p_1 = p_2 = p$ 

**Remarque 2.6** L'illustration proposée avec les deux figures est restrictive mais est représentative de tous les cas de figure dans la mesure où nous avons un couplage inverse (fig. 2.5) et un couplage direct (fig. 2.6). La figure 2.6 représente un cas où  $\Delta p$  est positif mais les caractéristiques, dans le cas contraire, sont parfaitement symétriques par rapport à l'axe des abscisses.

**Remarque 2.7** Pour la première figure (fig. 2.5), les puissances  $P_{m1}$  et  $P_{m2}$  sont représentées car nous considérons le cas particulier où  $p_1 = p_2$  qui apporte une répartition équilibrée des puissances mais dans le cas général, la répartition s'effectue en fonction du nombre de paires de pôles des deux machines.

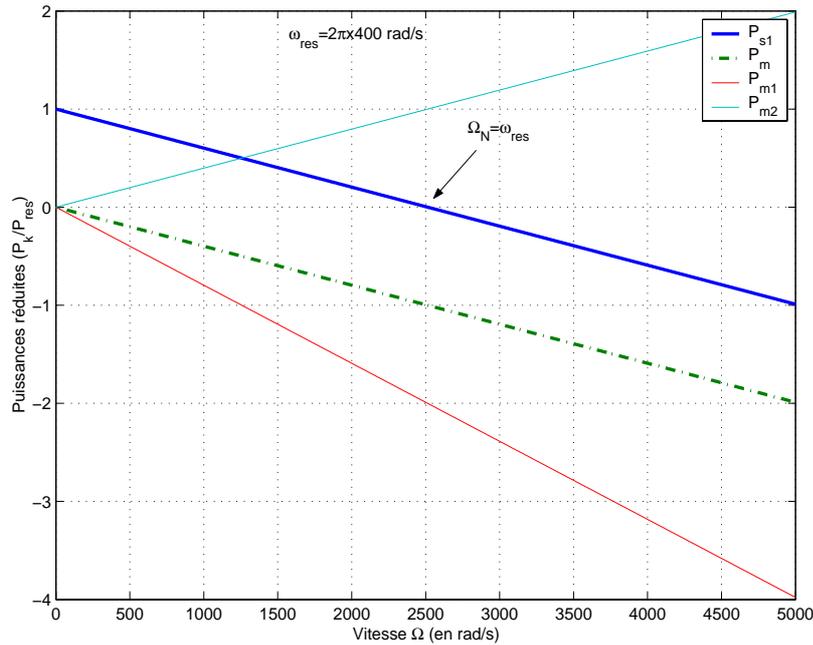


FIG. 2.6 – Transferts de puissance pour un couplage direct avec  $p_1 = 1$  et  $p_2 = 2$

#### 2.4.4 Discussion sur l'intégration de la cascade

La cascade est une association de deux MADA que nous considérons comme distinctes (*i.e.* indépendantes). Or, dans l'optique d'une intégration dans un système embarqué où l'encombrement est un critère majeur, il est souhaitable de disposer d'un ensemble le plus compact possible. Or, pour cela, une solution consiste à placer les enroulements des deux MADA dans des encoches communes : on parle alors de SF-CDFIG (pour *Single Frame - Cascaded Doubly-Fed Induction Generator*) [HOP 01]. Dans une telle machine, des couplages magnétiques entre machines sont inévitables et il y a des précautions à prendre dans la conception pour les rendre nuls, en théorie, ou tout du moins aussi faibles que possibles en pratique. Le point essentiel porte sur les nombres de paires de pôles des deux MADA. Afin d'obtenir deux MADA découplés magnétiquement, il faut que le flux créé par le stator de l'une ait une résultante nulle sur le stator de l'autre. Il est aisé de découpler deux bobinages en les plaçant en quadrature. Or, ici nous devons découpler des enroulements triphasés entre eux et il n'est donc pas possible dans ce cas d'obtenir un découplage par un simple décalage angulaire. On proposera plutôt un découplage par un choix judicieux des nombres de paires de pôles des deux MADA, comme cela est illustré par le schéma de la figure 2.7. On notera que les enroulements rotoriques peuvent être construits sous la forme d'une cage d'après [RUN 04].

#### 2.4.5 Rapport de transformation en tension dans le cas idéal

La relation (2.6) n'a pas été encore utilisée pour l'analyse de la cascade. Or, il s'agit d'un point important en vue de la simulation de ce générateur en boucle ouverte dans la mesure où il va être nécessaire de déterminer l'amplitude des tensions à appliquer au stator de la MADA n°1 pour obtenir l'amplitude souhaitée au stator de la deuxième. Pour cela, il suffit de noter que

$$V_{r1} = m_1 \cdot g_1 \cdot V_{s1}$$

puis

$$V_{r2} = m_2 \cdot g_2 \cdot V_{s2}$$

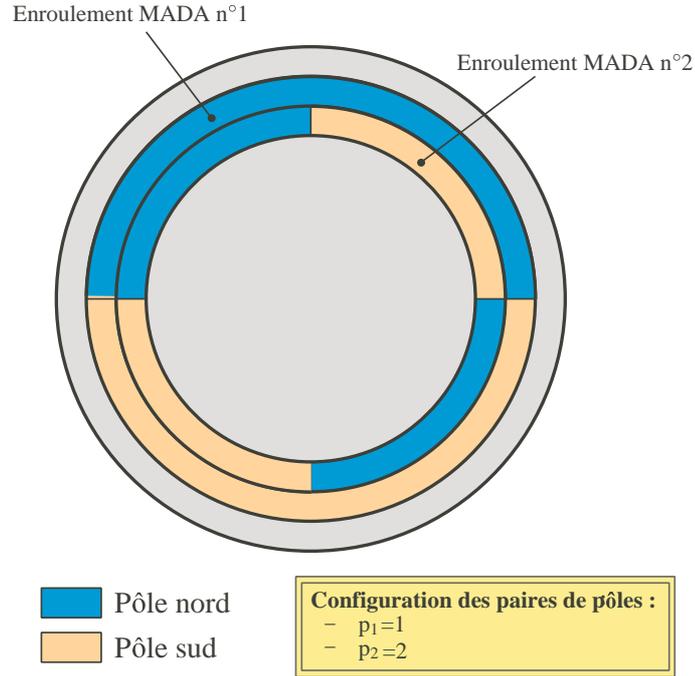


FIG. 2.7 – Contraintes sur l'Intégration de deux MADA

et que les amplitudes des tensions rotoriques sont égales du fait de l'interconnexion

$$V_{r1} = V_{r2}$$

d'où

$$V_{s2} = \frac{m_1}{m_2} \cdot \frac{g_1}{g_2} \cdot V_{s1} = \frac{m_1}{m_2} \cdot \frac{1}{g_c} \cdot V_{s1} \quad (2.52)$$

et donc, pour obtenir une amplitude  $V_{s2}^{\text{ref}}$  au stator de la deuxième machine, il faudra appliquer la tension suivante au stator de la MADA n°1

$$V_{s1} = \frac{m_2}{m_1} \cdot g_c \cdot V_{s2}^{\text{ref}} \quad (2.53)$$

## 2.5 Simulation en régime permanent sinusoïdal

Pour la simulation proposée ici, nous nous basons sur un modèle classique en régime permanent sinusoïdal des MADA : ce modèle, du fait du type de fonctionnement utilisé, ne pose aucun problème de conditionnement car les dérivations de grandeurs sinusoïdales ne posent aucune difficulté numérique. Le modèle concrètement utilisé ici est dérivé du modèle en régime transitoire<sup>7</sup> qui est présenté au chapitre 4. Il prend en compte les pertes Joule, les courants magnétisants (sans pertes fer) et les fuites magnétiques.

Pour simuler notre cascade, nous avons pris deux machines identiques dont les paramètres sont tirées de [KAT 03], avec lesquelles nous avons alimenté un réseau autonome sous 6.6 kV se comportant comme une résistance pure de 600  $\Omega$ . La vitesse "centrale"  $N_N$  autour de laquelle la cascade doit fonctionner étant de 750tr/mn, nous avons effectué une série de simulations pour des vitesses comprises entre 350 et 1150tr/mn. Nous avons alimenté la cascade avec une source idéale de tension  $\underline{V}_{s1}$  dont l'amplitude était calculée pour obtenir une tension  $\underline{V}_{s2} = \underline{V}_{res}$  de valeur donnée (6600V). Cette tension

<sup>7</sup>L'obtention de ce modèle simplifié sera présentée à la suite de la modélisation en régime transitoire.

$\underline{V}_{s1}$  était calculée à partir du modèle inverse idéal de la cascade (résistances et inductances de fuites nulles). Les tensions obtenues dans la cascade pour les différentes vitesses sont données à la figure 2.8.

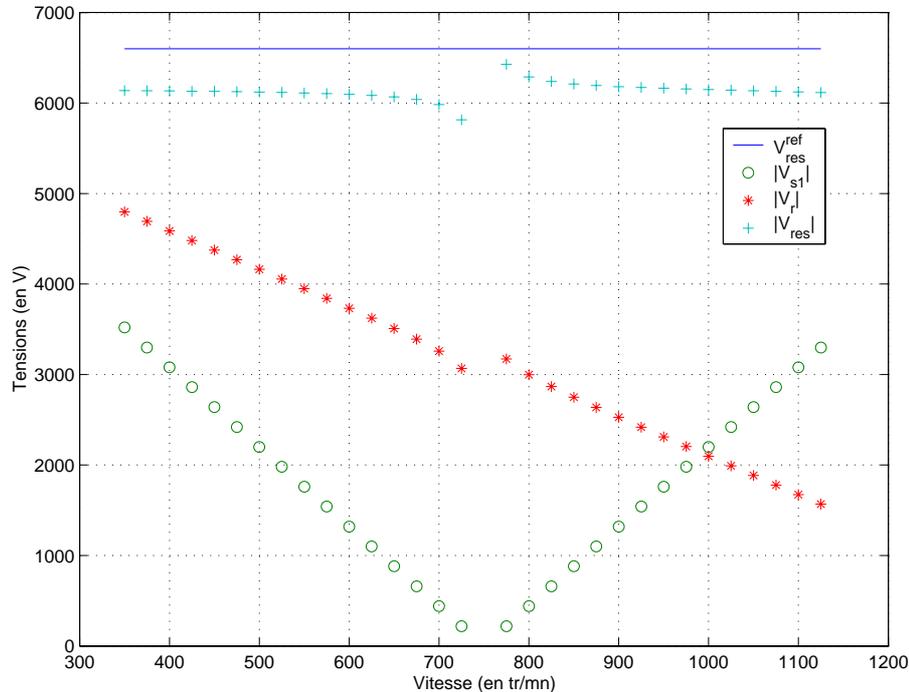


FIG. 2.8 – Caractéristiques Tensions/Vitesse de la cascade

Il n'y a pas de relevé pour la vitesse  $\Omega_N = \frac{2\pi \times N_N}{60}$  car, à cette vitesse, la tension nécessaire au stator de la MADA de contrôle (MADA n°1) est nulle d'après notre modèle. On notera par ailleurs que ceci correspond à une fréquence d'alimentation également nulle. On doit rapprocher ce point de fonctionnement de celui à basse vitesse de la machine asynchrone à cage avec une commande en  $U/f$ .

Ensuite, nous avons relevé les puissances (utiles) mises en jeu dans la cascade, à savoir

- la puissance fournie au stator de la MADA n°1 ( $P_{s1}$ )
- la puissance mécanique prélevée sur l'arbre par la MADA n°1 ( $-P_{m1}$ )
- la puissance mécanique prélevée sur l'arbre par la MADA n°2 ( $-P_{m2}$ )
- la puissance absorbée par la charge ( $P_{res}$ )

mais également les pertes dans les deux machines<sup>8</sup>

- les pertes Joule statoriques de la MADA n°1 ( $p_{js1}$ )
- les pertes Joule rotoriques de la MADA n°1 ( $p_{jr1}$ )
- les pertes Joule statoriques de la MADA n°2 ( $p_{js2}$ )
- les pertes Joule rotoriques de la MADA n°2 ( $p_{jr2}$ )

Le relevé synthétique des puissances utiles de la cascade est présenté à la figure 2.9 (haut) avec celui des pertes (bas).

Bien que la simulation ne porte pas sur le système complet, il est possible d'évaluer le rendement de notre cascade (limitée aux deux MADA) ; et ceci est fait à la figure 2.10.

Sur ce tracé du rendement, la caractéristique est décroissante en fonction de la vitesse, bien que cela ne se voit pas ! En effet, les pertes sont très faibles et le rendement est toujours élevé ( $\eta > 98\%$ ). Ceci est dû bien évidemment à l'absence de pertes fer dans le modèle utilisé alors que celles-ci peuvent se révéler importantes tant au stator qu'au rotor du fait des fortes variations des pulsations ( $\omega_{s1}, \omega_{r1} = \lambda_c \cdot \omega_{r2}$ ) avec la vitesse de rotation  $\Omega$ . afin de maintenir  $\omega_{s2} = \omega_{res}$  constante.

<sup>8</sup>uniquement les pertes Joule car le modèle développé ne tient pas compte à ce stade de l'étude des pertes fer.

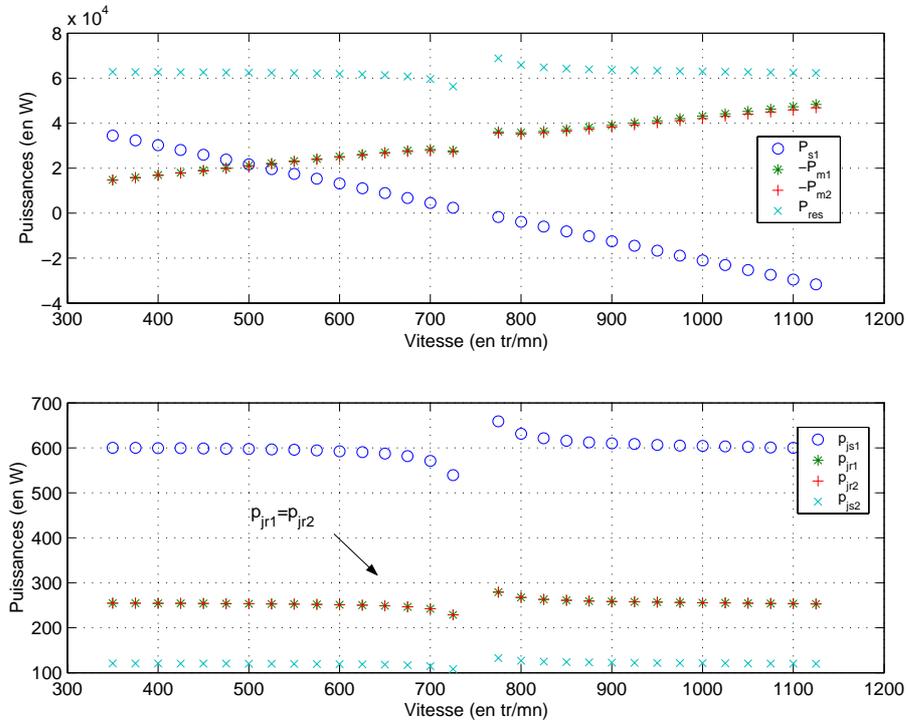


FIG. 2.9 – Relevé des puissances en fonction de la vitesse

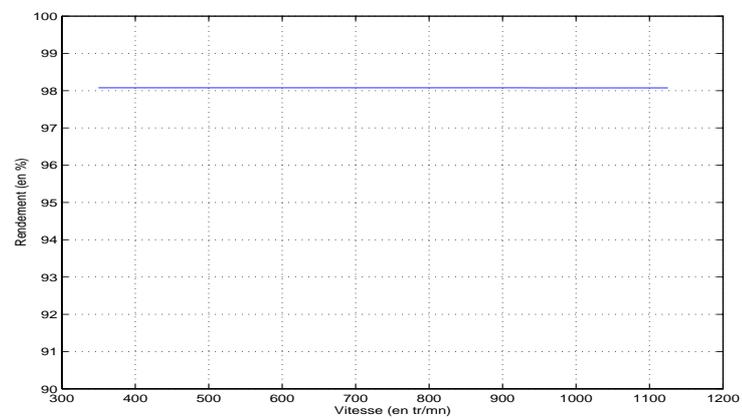


FIG. 2.10 – Rendement en fonction de la vitesse

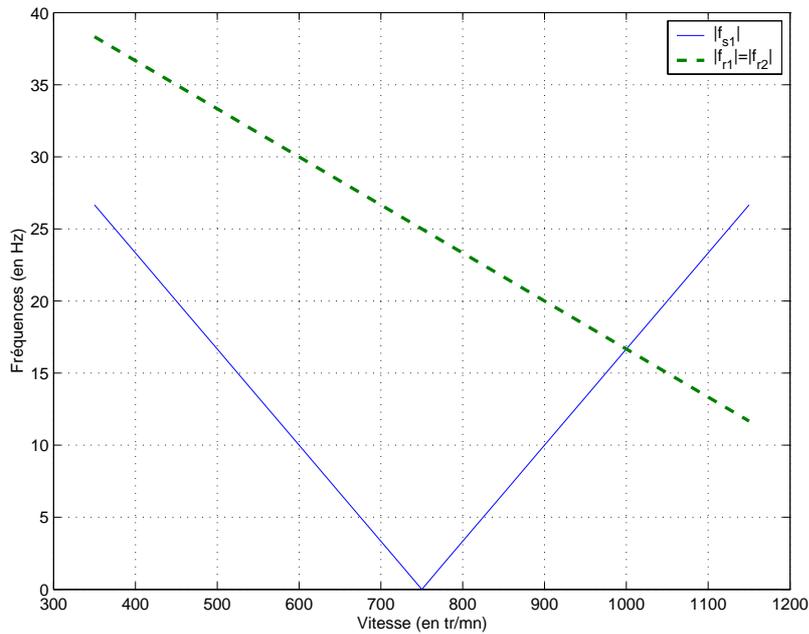


FIG. 2.11 – Fréquences statorique et rotorique de la MADA n°1 en fonction de la vitesse

Pour information, à la figure 2.11 sont tracés les modules des fréquences  $f_{s1}$  et  $f_{r1}$  en fonction de la vitesse (toujours pour  $p_1 = p_2 = 2$ ).

**Remarque 2.8** On constate que  $V_{s1}$  et  $f_{s1}$  sont proportionnels (aillant la même caractéristique en fonction de la vitesse), on peut donc en déduire que le rapport  $V_{s1}/f_{s1}$  est constant pour l'alimentation de ce générateur.

### 2.5.1 Générateur sur réseau puissant

La problématique du fonctionnement de notre générateur sur un réseau puissant passe par son couplage sur ce réseau. Or, cette opération nécessite un certain nombre de précautions que l'on retrouve sur les classiques alternateurs, à savoir

- Identité des amplitudes de tensions de la machine et du réseau
- Compatibilité de l'ordre des phases
- Fréquence proche
- Phases égales au moment du couplage

La réalisation d'un couplage en salle de travaux pratiques s'effectue généralement manuellement à l'aide de lampes indiquant (lorsqu'elles sont éteintes) l'instant auquel on peut enclencher le contact de couplage (figure 2.12).

En simulation, la mise en oeuvre diffère légèrement mais nous suivrons la même philosophie pour traiter le couplage au réseau puissant. Nous chercherons la tension effective à appliquer en entrée de notre cascade (parties réelle et imaginaire – ou module et phase) pour obtenir la tension réseau ( $V_{res} = 6600 + j \times 0$ ). Cette opération sera effectuée à vide (impédance de charge infinie avec la simulation sur réseau autonome). Nous ne nous contenterons donc pas ici de la tension  $\underline{V}_{s1}$  établie avec le modèle inverse idéal du générateur (notée ici  $\underline{V}_{s10}$ ) comme nous l'avons fait dans la sous-section précédente. Les tracés de la figure 2.14 (gauche) représentent la tension  $\underline{V}_{s10}$  et la tension  $\underline{V}_{s1}$  effective pour avoir une tension  $\underline{V}_{res}$  de module constant égal à 6600 V. La procédure de simulation est résumée par l'algorithme de la figure 2.13.

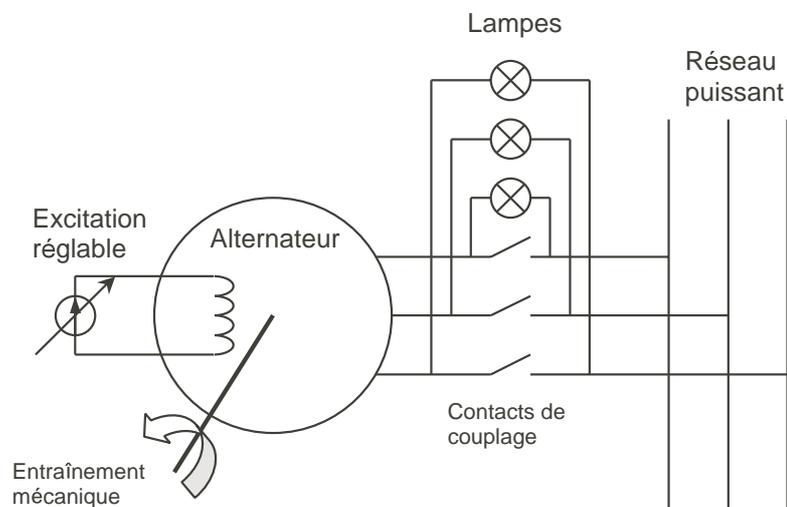


FIG. 2.12 – Analogie avec le couplage d'une machine synchrone sur un réseau

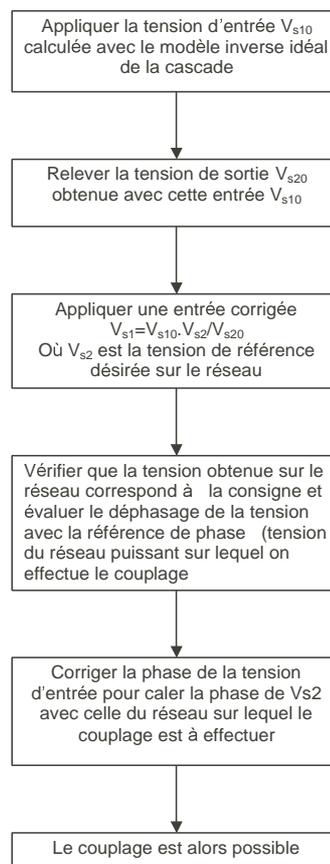


FIG. 2.13 – Algorithme de simulation pour le couplage

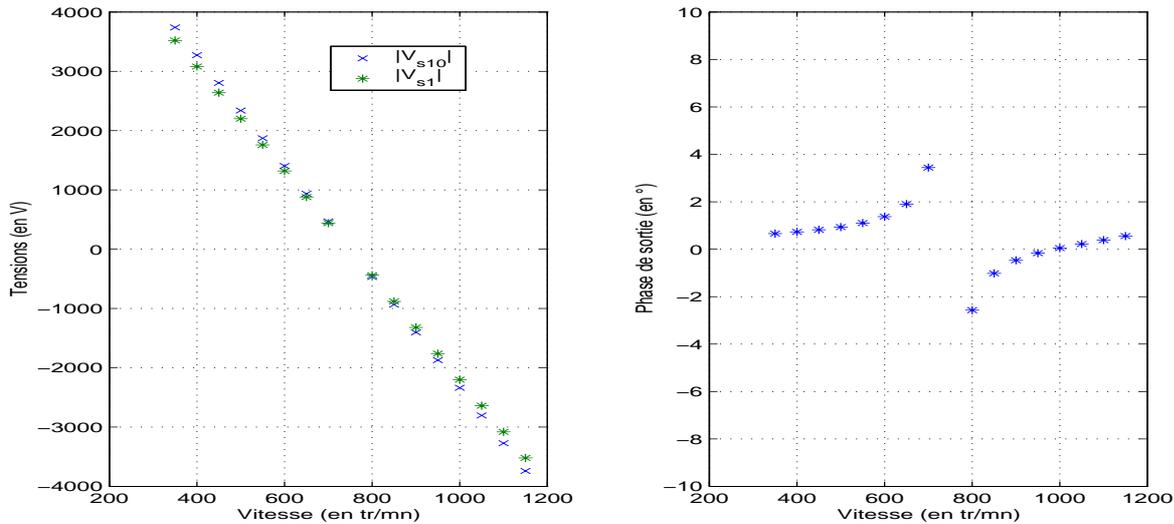


FIG. 2.14 – Tensions nécessaires au couplage et phase de la tension de sortie

La courbe de droite représente quant à elle la phase  $\Delta\varphi$  de la tension de sortie obtenue pour une tension d'alimentation  $\underline{V}_{s1}$  réelle. Le réseau imposant sa propre référence de phase, il sera nécessaire de compenser ce déphasage au niveau de  $\underline{V}_{s1}$  pour que le couplage soit possible. On notera tout de même que le déphasage varie peu sur la plage de variation de vitesse.

**Attention 2.1** *La sensibilité du système vis à vis du déphasage  $\Delta\varphi$  est grande car l'impédance  $R_{s2} + j\sigma_2 L_{cs2}\omega_{r2}$  est faible. Ainsi, la tension qui lui sera appliquée du fait de la présence d'un déphasage entre la tension fournie par la machine et celle du réseau, donnera naissance à des courants importants, d'autant plus que les tensions mises en jeu sont élevées (6600 V).*

## 2.6 Banc d'essais de la cascade

Pour réaliser des essais expérimentaux de génération à fréquence fixe à vitesse variable, un banc d'essais a été réalisé au laboratoire comme le montre la photographie de la figure 2.15. Ce banc est constitué de trois machines :

- une machine à courant continu dédiée à l'entraînement (moteur simulant une turbine et piloté par un variateur industriel)
- deux MADA permettant de réaliser un générateur à une ou deux MADA (cascade)

Le banc d'essais est instrumenté avec un codeur incrémental (entre les deux MADA) afin d'avoir une mesure de position du rotor de la cascade<sup>9</sup> et une génératrice tachymétrique en bout d'arbre (côté MCC).

Un ordinateur est utilisé pour le contrôle du banc :

- il est chargé de générer la consigne de vitesse du variateur alimentant la MCC
- il intègre une carte dSpace DS1104 pour le pilotage du générateur à une ou deux MADA

<sup>9</sup>la plus précise possible car on évite les erreurs dues au torsions des accouplements qui auraient été importantes si on avait placé le codeur en bout d'arbre de la MCC (bout d'arbre inaccessible sur la MADA placée en extrémité du banc).

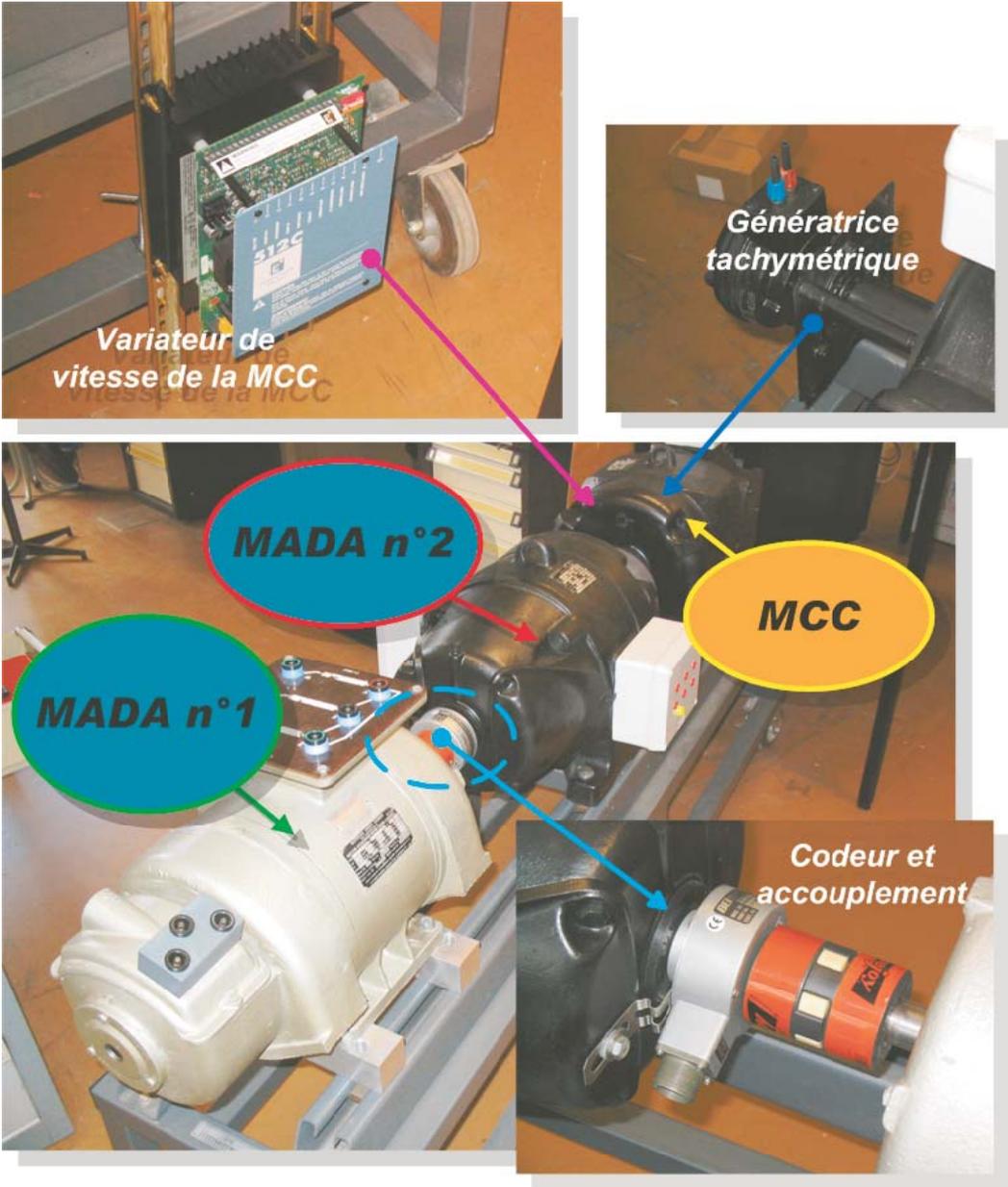


FIG. 2.15 – Banc d'essais des générateurs à une et deux MADA



## Chapitre 3

# Réseaux alternatif à fréquence variable et à courant continu

### 3.1 Génératrices synchrones à excitation réglable

Nous avons vu dans le chapitre d'introduction que la possibilité du fonctionnement à fréquence variable (pour une vitesse d'entraînement variable) autorise l'utilisation de machines synchrones. Néanmoins, il est souhaitable de maintenir l'amplitude des tensions fournies au réseau constantes. Dans ce cas de fonctionnement, on note que les charges constituées d'un redresseur en tête ne sont pas affectées par la variation de fréquence : il suffit de garantir un filtrage efficace pour la plus basse fréquence (ce qui est un paramètre connu dans notre type d'application).

Le contrôle de l'excitation, requis dans ce cas, ne permet pas d'utiliser une machine synchrone à aimants permanents : *un bobinage d'excitation est nécessaire*. Or, l'alimentation d'un tel bobinage placé au rotor pose problème au même titre que l'alimentation des bobinages rotoriques de la MADA vue dans le chapitre précédent. Le principal problème dans ce type d'architecture réside dans la suppression du système bagues/balais. Nous présenterons ici deux solutions possibles (à notre connaissance les seules) :

- la génératrice synchrone à trois étages (solution classique)
- la machine synchrone à double excitation (solution innovante étudiée au laboratoire pour des applications automobiles)

### 3.2 Génératrice synchrone à trois étages

La génératrice synchrone à trois étages (GS3E) est conçue de façon modulaire :

Dans la mesure où nous souhaitons exciter un inductif triphasé, il est nécessaire d'avoir un inducteur alimenté par un courant continu (car il s'agit d'une génératrice synchrone). Or, l'injection d'un courant continu dans un rotor est physiquement impossible<sup>1</sup>, comme nous l'apprend la loi de Faraday. Elle passe nécessairement par l'utilisation d'un dispositif particulier :

- un système bagues/balais (écarté ici)
- un convertisseur statique

Cette dernière solution est retenue ici et il ne peut s'agir que d'un redresseur à diodes car il n'est pas question d'utiliser un convertisseur commandé sur le rotor d'une machine et qu'il s'agit de générer une tension continue d'alimentation d'un inducteur à partir de tensions qui ne peuvent être qu'alternatives (encore la loi de Faraday). Sur cette base, nous devons fournir à ce redresseur (à priori triphasé) trois tensions alternatives.

---

<sup>1</sup>pour une machine seule (avec uniquement du fer, du cuivre... et de l'air).

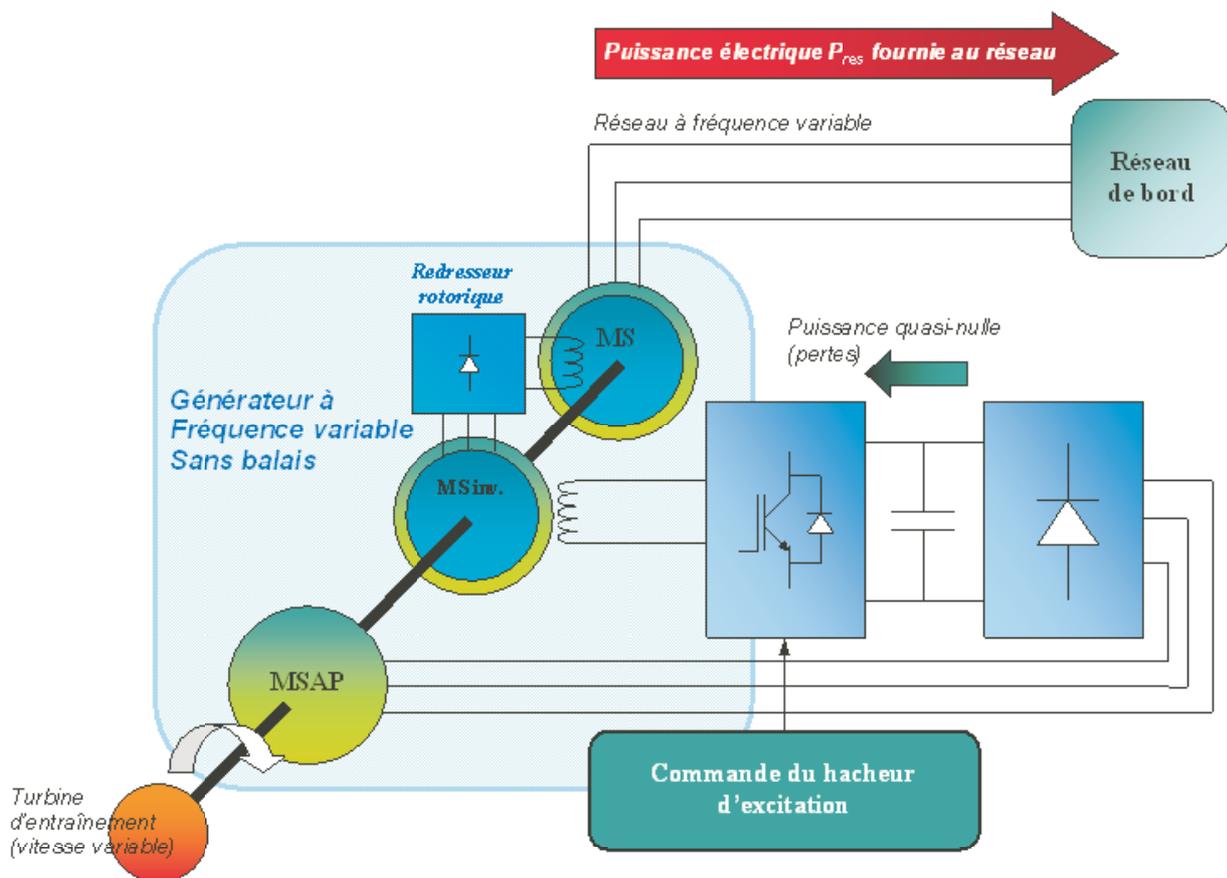


FIG. 3.1 – Génératrice synchrone à trois étages

Ces tensions peuvent être fournies par une deuxième machine (solidaire mécaniquement de la première) placée en amont : une machine synchrone inversée pour laquelle l'induit (triphase) est au rotor et l'inducteur monophasé est au stator. À partir de ce point, nous avons une machine à excitation réglable et sans balais. Il serait donc possible de s'arrêter à ce point. Néanmoins, nous souhaitons obtenir un générateur autonome et pour cela, nous devons disposer d'une source d'excitation ne nécessitant pas de courant venant de l'extérieur : ceci est possible avec une troisième machine, à aimants permanents (solidaire mécaniquement des deux premières) servant à alimenter, au travers d'un ensemble redresseur/hacheur l'inducteur de la deuxième machine. Nous obtenons donc une structure autonome et sans balais, connue sous le nom de *génératrice synchrone à trois étages* en référence aux trois machines intégrées, et qui est présentée à la figure 3.1.

### 3.3 Machine synchrone à double excitation (MSDE)

#### 3.3.1 Description de la MSDE

La génératrice synchrone à double excitation (MSDE) est une machine à excitation hybride (d'où son nom anglosaxon Hybrid Excitation Synchronous Machine – HESM) :

- une excitation par aimants permanents
- une excitation par un inducteur bobiné

Par construction, il est possible de placer l'inducteur bobiné au stator de la machine et ainsi éliminer tout système bagues/balais. Cette structure est particulièrement intéressante car elle permet un réglage de l'excitation sans balais avec une structure globalement beaucoup plus simple que la génératrice synchrone à trois étages. En outre, l'inducteur ne doit pas fournir la totalité de l'excitation mais uniquement une part variable et on réduit grâce aux aimants les pertes Joule dans l'inducteur. La structure magnétique de la machine à double excitation présentée à la figure 3.2 est tridimensionnelle [AMA 02], [VID 04b] mais une autre structure, basée sur le principe de commutation de flux (en 2D) a également fait l'objet d'études au laboratoire.

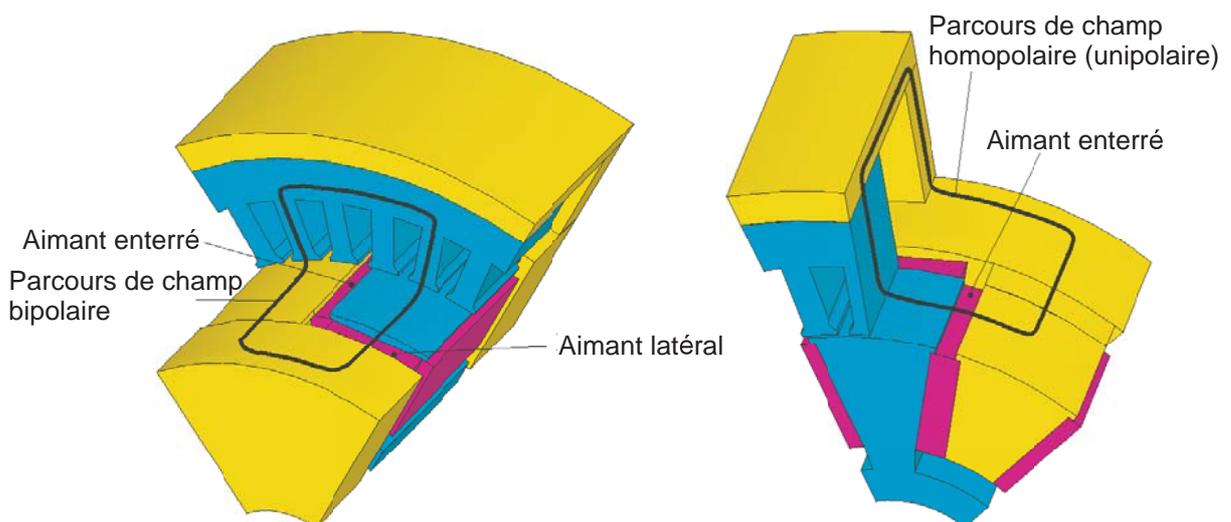


FIG. 3.2 – Parcours (bipolaire et unipolaire) des lignes de champs entre l'excitation bobinée statorique et le rotor

Cette machine, largement étudiée au laboratoire SATIE a également fait l'objet de quelques publications au niveau international, parmi lesquelles on peut citer [HAD 99], [HEN 94] et [TAP 03]. On peut également indiquer que des brevets ont été déposés, tant au SATIE [GAB 02] qu'ailleurs [AKE 00].

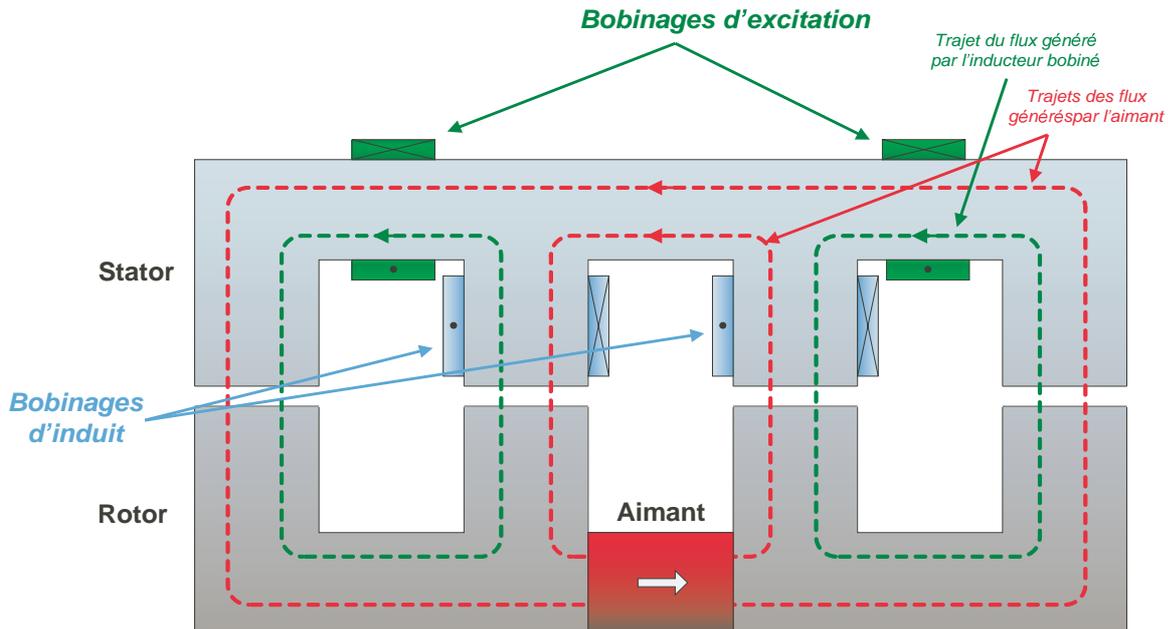


FIG. 3.3 – Schéma de principe de la double excitation parallèle bipolaire

Un schéma de principe est donné à la figure 3.3 ; la figure 3.4 montre la photographie d'une MSDE de 30kW développée au laboratoire pour un véhicule hybride (application automobile – société PSA).

### 3.3.2 Utilisation de la MSDE

#### 3.3.2.1 Une architecture de générateur à MSDE

La MSDE présente une structure plus simple que la GS3E et elle ne nécessite pas d'électronique de puissance plus complexe comme en témoigne le schéma de principe, proposé à la figure 3.5, d'une architecture possible du générateur (à fréquence variable) complet.

Ce générateur présente un bouclage de la chaîne de puissance qui implique des précautions de fonctionnement. En effet, lors du démarrage du générateur, l'excitation (bobinée) n'est pas contrôlée car le hacheur n'est pas alimenté. La MSDE fournit dans ce cas des tensions grâce aux aimants dès qu'elle est mise en rotation. Lorsque la tension fournie est suffisante (au dessus d'une certaine vitesse  $\Omega_d$ ), la tension du bus continu alimentant le hacheur devient suffisante pour assurer un contrôle du système : le convertisseur est alors piloté de manière à réguler les tensions délivrées par la MSDE. On note que dans cette configuration, il n'est pas possible de fournir au démarrage un surplus d'excitation afin d'obtenir la tension souhaitée en basse vitesse. Par contre, une fois le convertisseur démarré, il sera possible d'assurer ce fonctionnement si la vitesse  $\Omega$  diminue en deça de la valeur  $\Omega_d$  à laquelle le hacheur a été activé

#### 3.3.2.2 Lien entre dimensionnement, utilisation et fiabilité

Le dimensionnement d'une machine dans une telle application "générateur" ne se limite pas nécessairement à la puissance à fournir ni à la plage de fonctionnement en vitesse mais aussi aux fonctionnalités proposées et notamment le contrôle du générateur en cas de défaut. Ceci est un problème pour la MSDE dans la mesure où une surcharge risque de se révéler incontrôlable par le hacheur de commande. En effet, ceci est une caractéristique des machines à aimants dans la mesure où ces dernières sont capables de fournir une tension en absence de courant d'excitation (ce qui est souhaité au

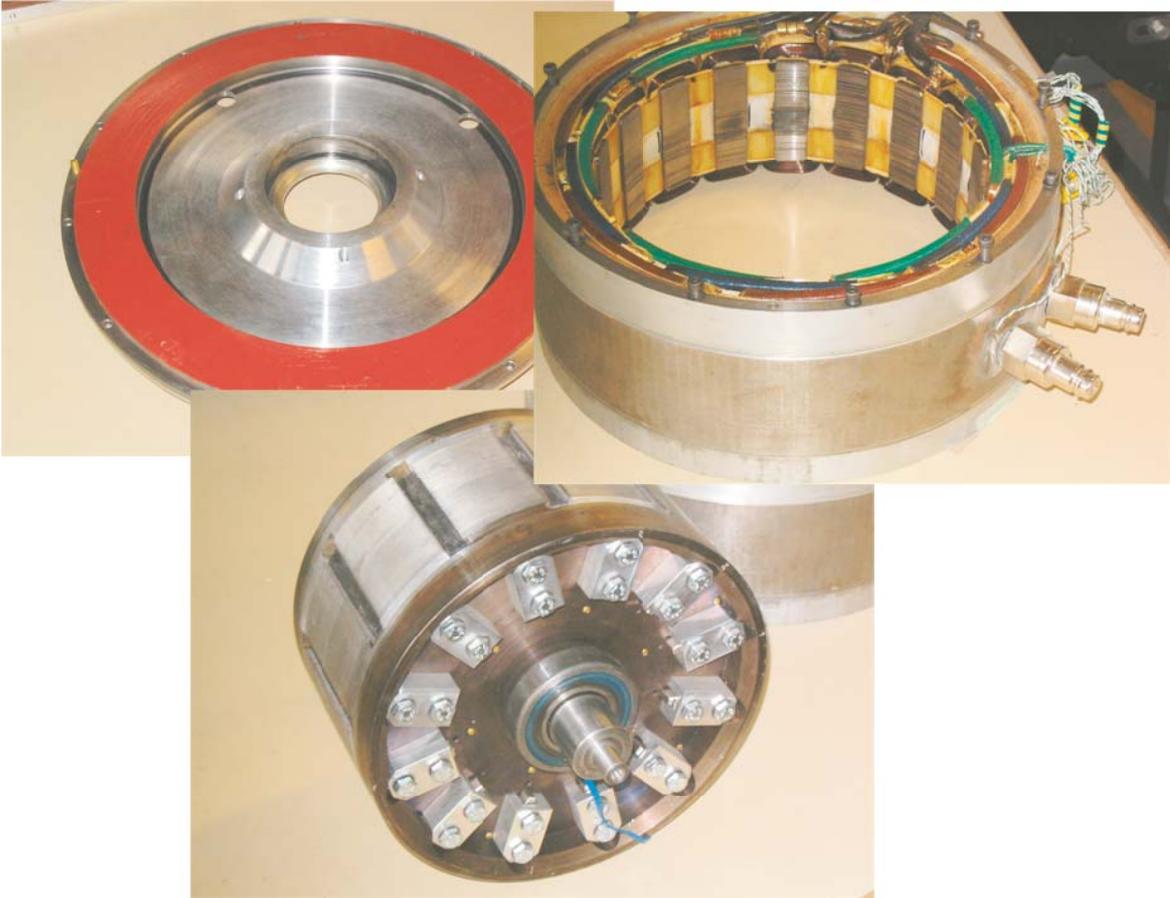


FIG. 3.4 – Photographie d'une MSDE de 30kW pour véhicule hybride

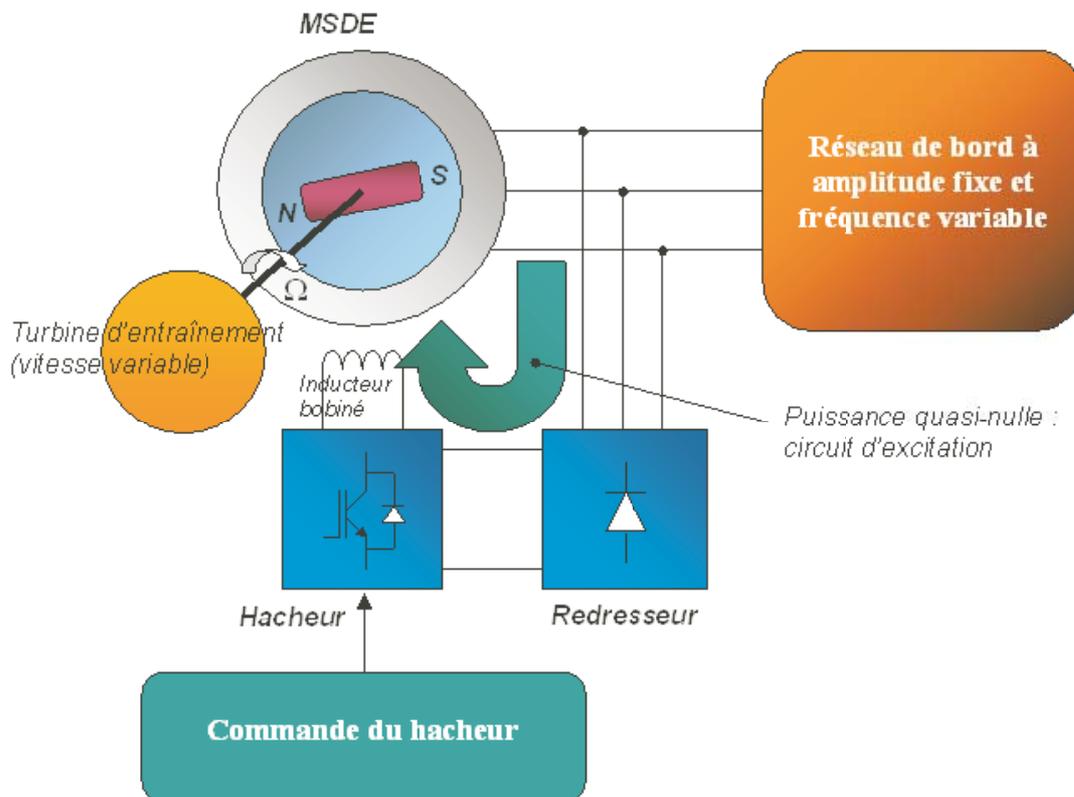


FIG. 3.5 – Structure de générateur à MSDE

départ !). Ainsi, en cas de défaut sur les enroulements d'induit (court-circuit sur le réseau), si on veut contrôler le système sans déclenchement d'un disjoncteur placé directement en sortie de la machine, il est nécessaire de pouvoir "défluxer" complètement la machine pour annuler les tensions statoriques. Or, ceci n'est pas forcément possible avec toutes les MSDE : il faut que l'inducteur bobiné soit conçu pour un tel type de fonctionnement. Il s'agit d'un paramètre de dimensionnement qui pourrait être qualifié de *taux d'hybridation de la machine* caractérisant le rapport entre le flux d'aimant et le flux maximal que peut créer l'inducteur bobiné : ici, nous souhaiterions un rapport unitaire.

### 3.4 Contraintes de la fréquence variable

Un point qui a été évoqué en introduction et qui n'a pas été traité explicitement dans cette partie consacrée à l'analyse d'architecture concerne la capacité à interconnecter des générateurs. Bien que cette fonctionnalité ne soit pas réellement exploitée à l'heure actuelle dans ce type d'application<sup>2</sup>, il peut être intéressant d'évaluer les capacités de telle ou telle architecture à ce propos. Le cas de l'architecture à fréquence fixe a déjà été traité de manière indirecte avec l'analyse du couplage sur réseau puissant dans la mesure où ce genre de configuration est équivalent. Un parallèle à d'ailleurs été fait entre le couplage d'une MADA (ou d'une cascade de MADA) et celui d'un alternateur (machine synchrone). Il est à noter que le couplage dans ce cas est rendu possible précisément par la fréquence fixe du réseau. Il convient donc de s'interroger sur les possibilités offertes dans le cas des réseaux à fréquence variable.

D'une certaine manière, la solution à ce problème de couplage est apportée par les réseaux puissants. En effet, il existe déjà des cas de couplage de réseaux à fréquences fixes de fréquence ou de phase

<sup>2</sup>comme en témoigne les illustrations d'architectures de réseaux présentées dans l'introduction

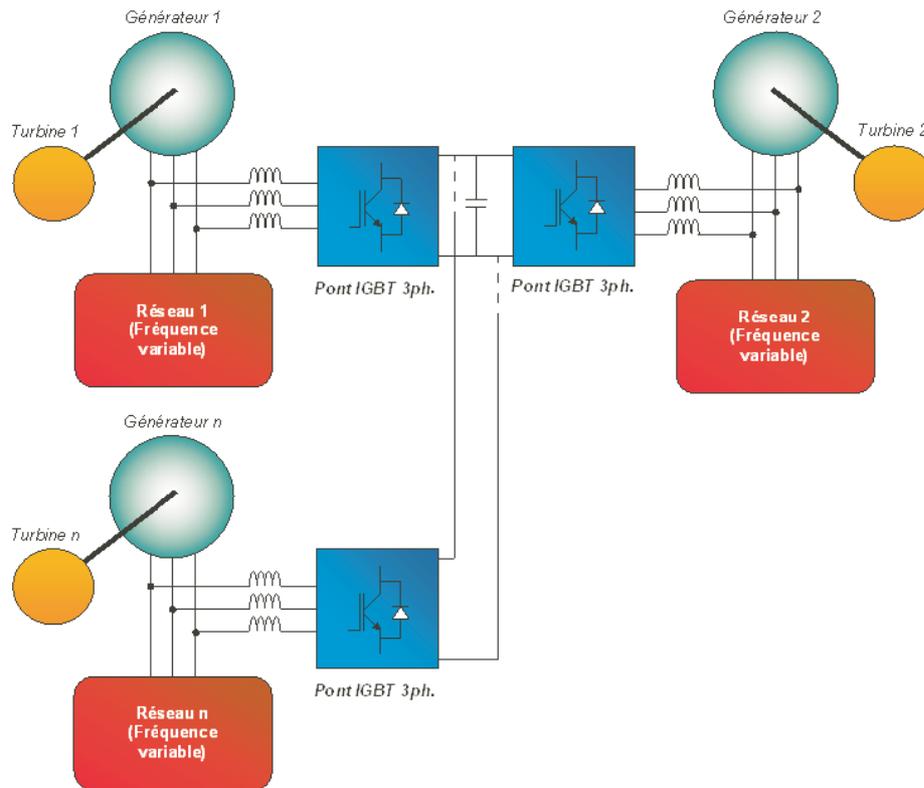


FIG. 3.6 – Couplage de réseaux à fréquences variables

différentes (50/60Hz) comme entre la France et l'Angleterre. Comme dans ce cas, il sera nécessaire, pour coupler des réseaux à fréquence variable, d'effectuer un couplage à courant continu entre ponts à IGBT dos à dos (système redresseur/onduleur) comme le montre la figure 3.6. Il présente d'ailleurs une généralisation avec une interconnexion entre  $n$  réseaux à fréquences variables. L'analyse du couplage de réseaux à fréquence variable est particulièrement intéressante lorsqu'on observe le schéma de la figure 3.6 : en effet, il nous permet de faire le lien avec l'architecture à courant continu traitée à la section 3.6.

### 3.5 Banc d'essais

Une photographie du banc d'essais utilisé pour le générateur à MSDE est présentée à la figure 3.7. Ce banc est constitué d'une MSDE de 2kW, pour émuler un générateur, et d'une machine synchrone à aimants permanents classique utilisée ici en moteur pour l'entraînement. Un codeur est placé sur l'arbre pour la mesure de la position mécanique des deux machines.

La commande du moteur est une commande vectorielle classique avec une boucle de contrôle du couple implantée au sein d'une boucle de vitesse. La vitesse est donc asservie à une consigne qui émule le comportement de la turbine d'un avion (vitesse imposée plutôt que le couple). Une carte dSpace DS1102 est dédiée à cette commande tandis qu'une deuxième carte est utilisée pour la commande de la MSDE (génératrice). Dans le cas d'une commande de la génératrice sur réseau alternatif à fréquence variable, une simple commande analogique (avec des amplificateurs opérationnels) est suffisante. Cette génératrice est également utilisée en vue de la génération sur réseau à courant continu avec un redresseur commandé ou non.



FIG. 3.7 – Banc d'essais de la MSDE

## 3.6 Réseau à courant continu

Dans cette section, nous allons proposer non seulement des architectures qui seront traitées dans ce mémoire mais également des solutions qui pourront faire l'objet de recherches ultérieures. Comme cela a été présenté à la section 3.4, un réseau à courant continu peut être obtenu par interconnexion de réseaux à fréquences variables. Par conséquent, toutes les solutions pour la génération à fréquence variables peuvent être utilisées.

### 3.6.1 Génératrices synchrones

Ici, nous pouvons utiliser des génératrices synchrones pour la réalisation d'une source de tension. Le passage d'une source de courants alternatifs triphasée (la machine) à une source de tension continue est réalisée par un convertisseur statique, à savoir un redresseur. Ce redresseur est plus ou moins complexe en fonction de la machine utilisée :

- un simple redresseur à diodes pour une machine à excitation réglable,
- un redresseur MLI pour une machine sans excitation réglable (à aimants uniquement).

Les machines synchrones sans excitation réglable ne se limitent pas aux seules machines à aimants car on peut imaginer un générateur à réluctance variable.

Les machines à excitation réglable privilégiées dans le type d'application visé restent les machines sans balais (comme pour les réseaux à fréquence variable) :

- les génératrices synchrones à trois étages (décrites dans le chapitre précédent)
- les génératrices synchrones à double excitation

Cette dernière solution sera précisément la solution étudiée dans ce mémoire pour son caractère plus innovant. Le fonctionnement en générateur a d'ailleurs déjà été étudié dans le cadre d'une application automobile avec un redresseur connecté à une batterie dans [AMA 03] et [VID 03].

### 3.6.2 Génératrices asynchrones à cage

#### 3.6.2.1 Principe

Les machines asynchrones à cage (MASC) peuvent fonctionner en génératrice hypersynchrone lorsque la fréquence d'alimentation est inférieure à la vitesse de rotation (divisée par le nombre de paires de pôles). Dans ce mode de fonctionnement, le glissement est négatif et la puissance active (entrante) est négative. La machine renvoie de l'énergie à son convertisseur d'alimentation, qui fonctionne alors en redresseur. Il faut noter que ce type de générateur ne peut fonctionner de manière autonome et nécessite une fourniture d'énergie réactive pour fonctionner. *L'association machine/convertisseur doit donc être obligatoirement accompagnée d'un élément assurant le fonctionnement autonome.*

#### 3.6.2.2 Exploitation dans un réseau

La structure d'un réseau mettant en oeuvre une telle génératrice est présentée à la figure 3.8.

L'élément d'assistance inséré sur le bus continu peut être un élément de stockage électrochimique (batteries) ou une machine synchrone à aimants permanents (MSAP). Ceci n'est pas une liste exhaustive de solutions mais il s'agit de deux possibilités crédibles d'auxiliaires. Dans le cas des machines synchrones, on peut imaginer une solution intégrée machine asynchrone/machine synchrone accouplée à une turbine. Si la MSAP est dimensionnée uniquement pour la production d'énergie réactive, elle peut être de taille assez réduite et/ou elle peut assurer le fonctionnement d'une ou plusieurs génératrices asynchrones (fonctionnement en marche dégradée).

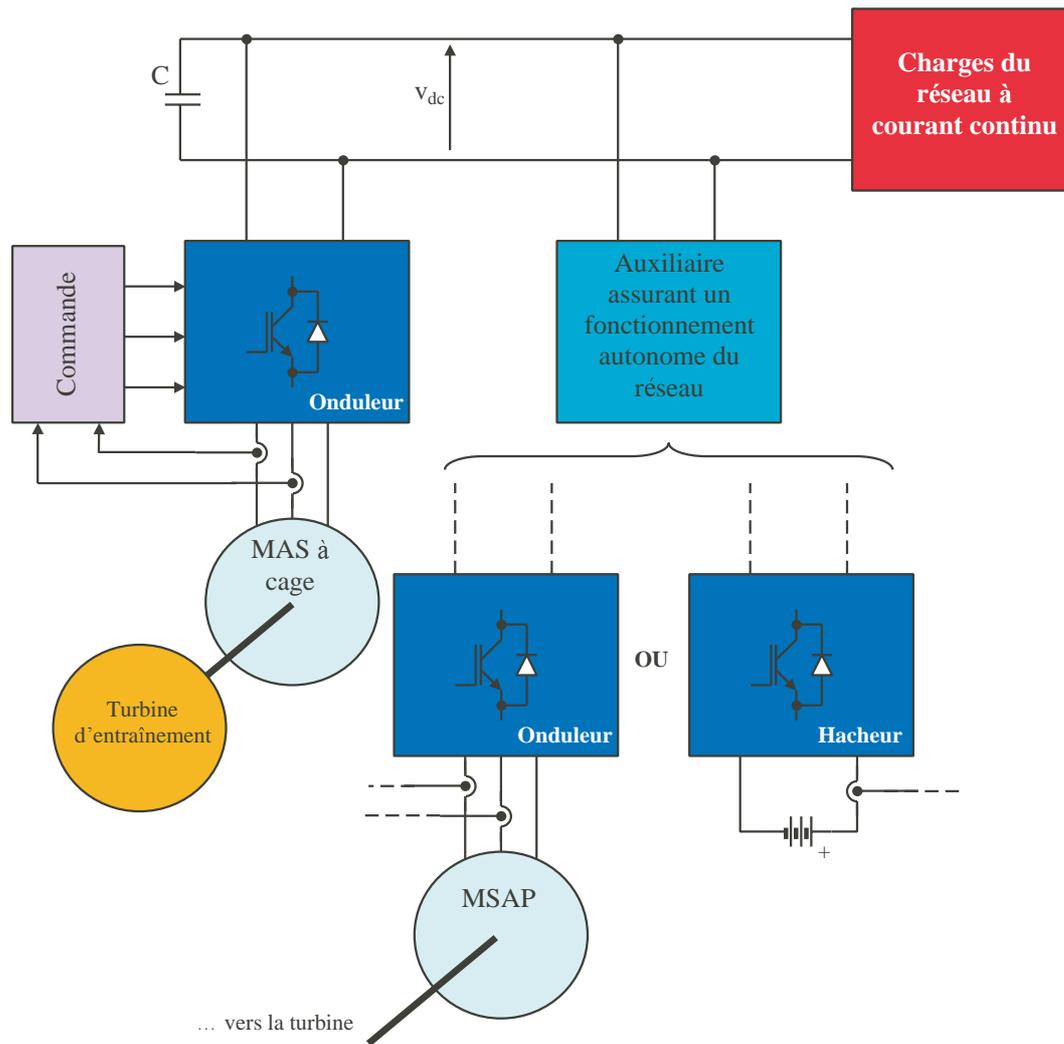


FIG. 3.8 – Réseau à courant continu basé sur une machine asynchrone à cage associé à un auxiliaire pour fonctionnement autonome

### 3.6.3 Autres solutions

Une autre solution avancée précédemment est celle des machines à réluctance variable (MRV). Il s'agit d'une machine qu'on associe souvent aux machines synchrones mais qui a une propriété commune avec la machine asynchrone : elle ne permet pas un fonctionnement autonome. L'intérêt de cette machine réside dans sa simplicité et sa robustesse (au même titre que la MAS). Le principal problème pour son utilisation en générateur vient du fait qu'elle est généralement utilisée de manière très saturée et que les courants circulant dans les phases statoriques en régime permanent sont très éloignés des sinusoïdes rencontrés dans les machines classiques (fig. 3.9). Cela se répercute sur le courant du bus continu du convertisseur d'alimentation (cf. fig. 3.10) qui s'avère très impulsionnel, ce qui n'est pas une production d'énergie satisfaisante [DEV 05].

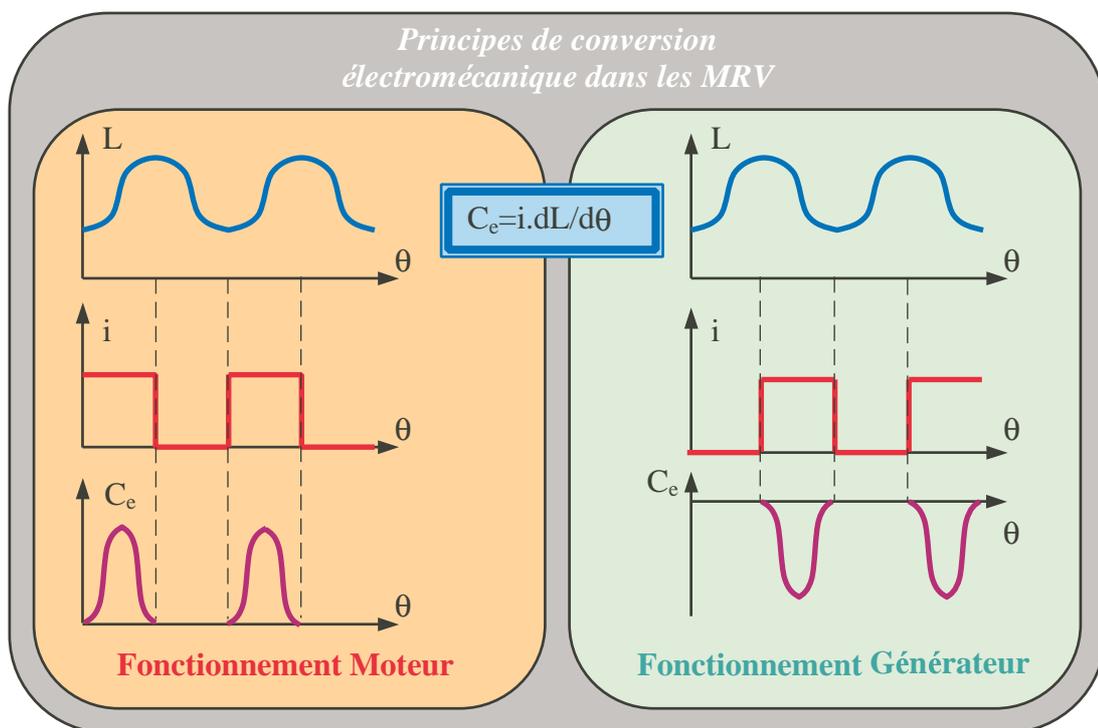


FIG. 3.9 – Principes de conversion d'énergie dans une MRV

Une solution à ce problème, qui est d'ailleurs applicable aux autres machines, consiste à augmenter le nombre de phases (cf. fig. 3.11). Le courant de bus continu est, par conséquent, plus lissé, ou du moins la fréquence apparente sur le bus continu est plus élevée pour une vitesse et un nombre de paires de pôles donné, le filtrage est donc plus aisé (miniaturisation des composants de filtrage).

### 3.6.4 Cas de la machine à courant continu

La machine à courant continu n'a pas été citée mais il faut noter qu'il s'agit de la seule machine capable de fournir directement du courant continu, sans convertisseur associé. Son principal défaut vient de son système balais/collecteur demandant un entretien ou tout du moins une surveillance régulière. Il ne faut toutefois pas l'écartier totalement dans la mesure où elle est toujours présente dans les hélicoptères comme source de tension 28V (cf. générateurs à courant continu Thalès). Cela peut d'ailleurs remettre en cause l'idée d'une solution "brushless" à tout prix dans de telles applications bien que ce soit plutôt le sens que prend l'évolution générale.

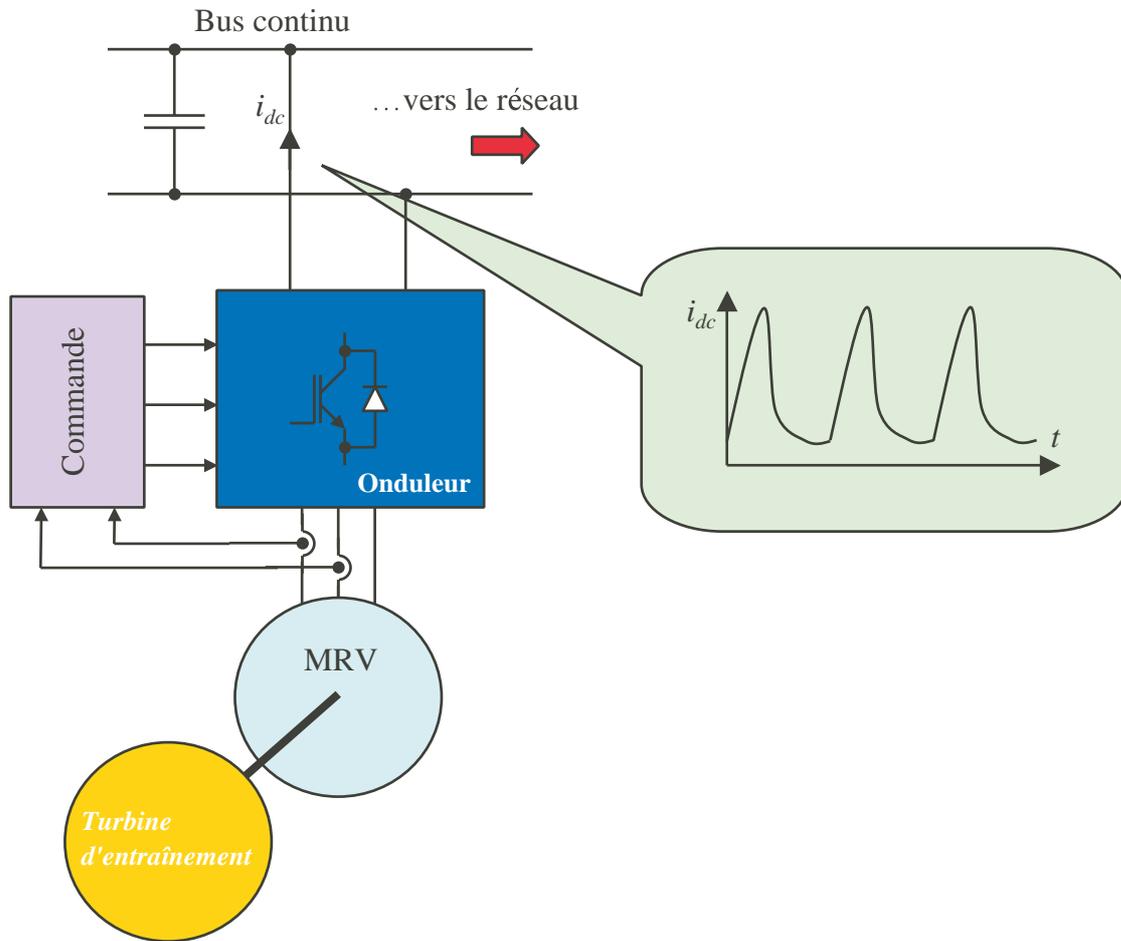


FIG. 3.10 – Machine à Réluctance Variable utilisée en générateur sur un réseau à courant continu

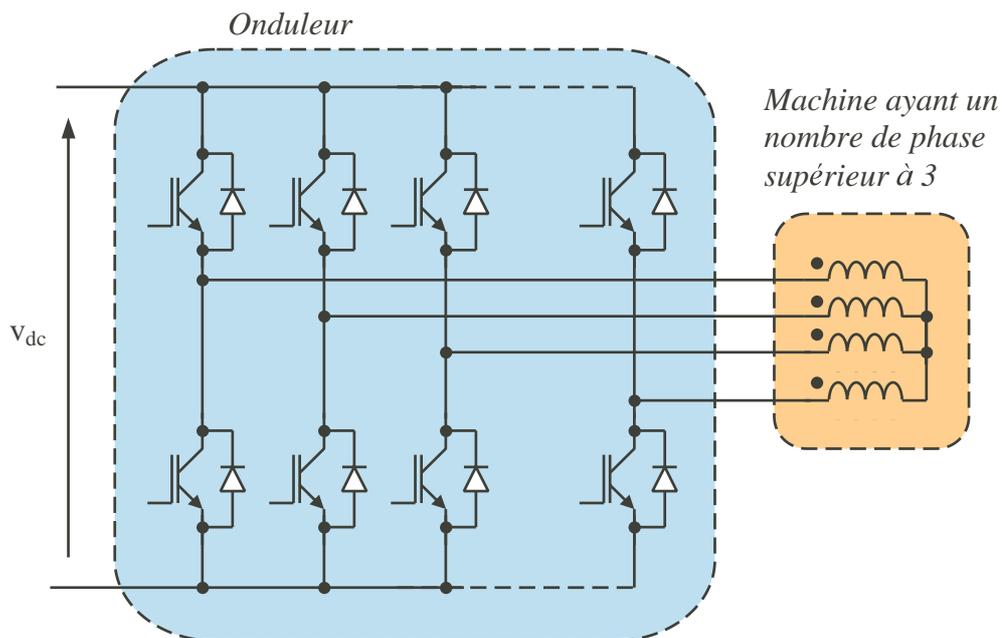


FIG. 3.11 – Utilisation de machines polyphasées (avec plus de 3 phases) comme générateurs

### 3.7 Conclusion partielle

Dans les chapitres 1 et 2, nous venons d'analyser de manière abstraite les fonctionnalités qui doivent être mises en œuvre pour un format électrique donné. Nous avons pu, au moyen de cette approche que l'on peut qualifier « d'inversion de fonctions », identifier des architectures candidates pour la réalisation de générateurs en environnement embarqué (*i.e.* avec un fonctionnement autonome). Il est important de noter que toute cette démarche s'appuie bien évidemment sur la connaissance des lois de la physique (et plus précisément de l'électromagnétisme), mais elle requiert également la connaissance des technologies disponibles (*e.g.* les machines innovantes telles que la MSDE) et des contraintes de fonctionnement de ces technologies (conditions de fonctionnement : température, vibrations, etc. . . , fiabilité et durée de vie, . . .). Un ensemble de solutions a donc pu être mis en évidence et nous privilégions dans ce mémoire celles qui s'articulent autour de la Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA) et de la Machine Synchrone à Double Excitation (MSDE). Dans l'optique de la commande de telles machines en fonctionnement « générateur », une modélisation s'impose.

Cette modélisation en vue de la commande fait l'objet de la deuxième partie de ce mémoire et s'appuie sur un formalisme graphique clairement orienté vers une représentation électrique, qui est le point de vue de l'utilisateur final pour un générateur électrique : il s'agit de la représentation par Schémas Dynamiques (car décrivant le système en régime transitoire et pas uniquement en régime permanent), que nous qualifierons de « Phasoriels » (SDP) ou « en Composantes » (SDC) suivant la (ou les) machine(s) décrite(s).



Deuxième partie

Modélisation dynamique de  
générateurs



## Chapitre 4

# Modélisation de la MADA

### 4.1 Modélisation initiale dans le référentiel $(a, b, c)$

#### 4.1.1 Schéma symbolique bipolaire de la machine

La figure 4.1 représente la MADA dans l'espace électrique, où nous introduisons l'angle électrique  $\theta_e = p\theta$ . Nous détaillons la modélisation pour éviter toute ambiguïté sur les notations et expliciter la signification physique des différents paramètres de la machine et des matrices qui sont introduites pour sa modélisation.

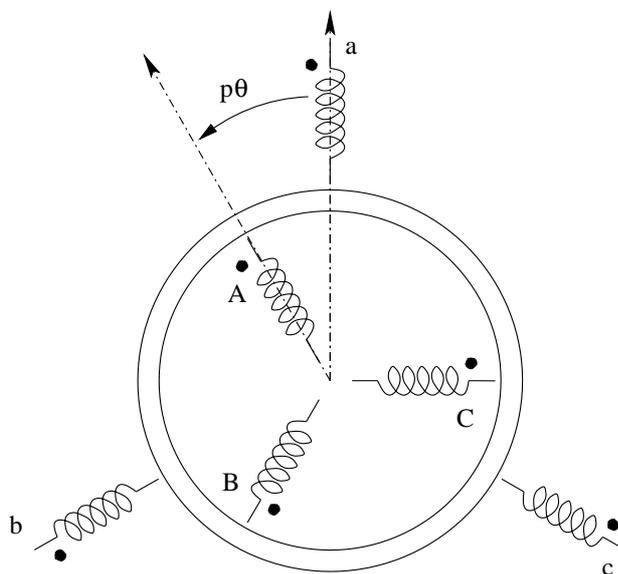


FIG. 4.1 – Schéma symbolique bipolaire de la MADA

Nous admettrons que la machine est *bien construite* (*i.e.* équilibrée électriquement et géométriquement) et que les forces magnétomotrices sont à *répartition spatiale sinusoïdale* (RSS). En outre, comme il s'agit d'une machine à *entrefer constant* (comme toute machine asynchrone - tout du moins classique) *non saturée*, nous pouvons écrire la *mutuelle*  $M_{ij}$  entre deux enroulements  $i$  et  $j$  dont les axes forment un angle  $\theta_{ij}$  sous la forme

$$M_{ij} = M_{\max} \cdot \cos(\theta_{ij}) \quad (4.1)$$

### 4.1.2 Mise en équations initiale

Nous entamons la mise en équations en nous appuyant sur les conventions usuelles suivantes : tous les courants entrent dans les enroulements par les points homologues (cf. points indiqués sur la figure 4.1). Nous pouvons alors déterminer les expressions des flux statoriques et rotoriques.

#### 4.1.2.1 Equations aux flux

$$\begin{cases} (\psi_{3s}) = (L_{ss}) (\mathbf{i}_{3s}) + (M_{sr}) (\mathbf{i}_{3r}) \\ (\psi_{3r}) = (M_{rs}) (\mathbf{i}_{3s}) + (L_{rr}) (\mathbf{i}_{3r}) \end{cases} \quad (4.2)$$

avec les formes de matrices suivantes :

$$(L_{ss}) = \begin{pmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{pmatrix} \quad \text{et} \quad (L_{rr}) = \begin{pmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{pmatrix} \quad (4.3)$$

ainsi que

$$(M_{sr}) = (M_{rs})^t = M_0 \cdot \begin{pmatrix} \cos(p\theta) & \cos(p\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(p\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(p\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(p\theta) & \cos(p\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(p\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(p\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(p\theta) \end{pmatrix} \quad (4.4)$$

#### 4.1.2.2 Equations aux tensions

Les équations aux tensions mettent à contribution la *loi d'Ohm* et la *loi de Faraday*. Ainsi, nous avons

$$\begin{cases} (\mathbf{v}_{3s}) = R_s (\mathbf{i}_{3s}) + \frac{d}{dt} (\psi_{3s}) \\ (\mathbf{v}_{3r}) = R_r (\mathbf{i}_{3r}) + \frac{d}{dt} (\psi_{3r}) \end{cases} \quad (4.5)$$

avec des tensions rotoriques non nulles (contrairement à la machine asynchrone à cage).

#### 4.1.2.3 Modélisation électromécanique

La MADA est un *dispositif de conversion d'énergie électromécanique* (transformation de l'énergie électrique en énergie mécanique ou l'inverse). Il convient donc de faire le lien entre les grandeurs électriques (et magnétiques) et le couple de la machine (comme la relation  $c_e = k \cdot \Phi \cdot i$  pour la MCC). Nous allons donc utiliser la relation établie à l'aide de la *méthode des travaux virtuels*.

$$c_e = \left. \frac{\partial W'_{mag}}{\partial \theta} \right|_{i=c^{te}} \quad (4.6)$$

où  $W'_{mag}$  est la *coénergie magnétique* illustrée à la figure 4.2.

Il s'agit donc de déterminer l'expression de  $W'_{mag}$  dans la MADA :

$$W'_{mag} = \frac{1}{2} \cdot \sum_k \psi_k i_k = \frac{1}{2} [(\psi_{3s})^t \cdot (\mathbf{i}_{3s}) + (\psi_{3r})^t \cdot (\mathbf{i}_{3r})] \quad (4.7)$$

Et nous avons donc

$$c_e = \frac{1}{2} \cdot \frac{\partial}{\partial \theta} [(\psi_{3s})^t \cdot (\mathbf{i}_{3s}) + (\psi_{3r})^t \cdot (\mathbf{i}_{3r})] \quad (4.8)$$

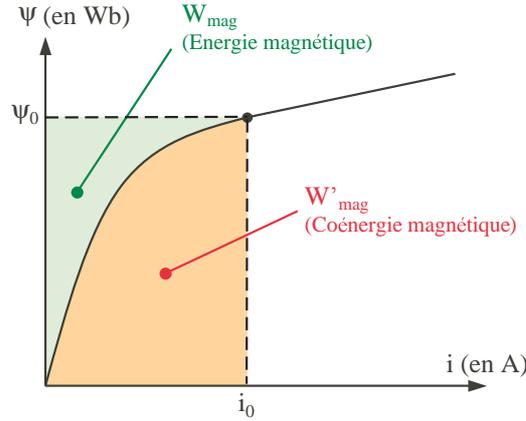


FIG. 4.2 – Caractéristique d'un circuit magnétique

Il est possible de modifier cette expression à l'aide de (4.2) pour ne garder que les courants statiques et rotoriques : cette nouvelle forme nous servira ultérieurement :

$$W'_{mag} = \frac{1}{2} \left[ \begin{array}{l} (\mathbf{i}_{3s})^t \cdot (L_{ss}) \cdot (\mathbf{i}_{3s}) + (\mathbf{i}_{3r})^t \cdot (L_{rr}) \cdot (\mathbf{i}_{3r}) \\ + (\mathbf{i}_{3s})^t \cdot (M_{sr}) \cdot (\mathbf{i}_{3r}) + (\mathbf{i}_{3r})^t \cdot (M_{rs}) \cdot (\mathbf{i}_{3s}) \end{array} \right] \quad (4.9)$$

d'où

$$c_e = \frac{1}{2} \cdot \left[ (\mathbf{i}_{3s})^t \cdot \frac{\partial}{\partial \theta} [(M_{sr})] \cdot (\mathbf{i}_{3r}) + (\mathbf{i}_{3r})^t \cdot \frac{\partial}{\partial \theta} [(M_{rs})] \cdot (\mathbf{i}_{3s}) \right] \quad (4.10)$$

Il s'agit maintenant de compléter le modèle par l'aspect purement mécanique de la modélisation.

#### 4.1.2.4 Modélisation mécanique

Pour cela, on applique le *principe fondamental de la dynamique* sur l'arbre moteur<sup>1</sup> :

$$c_e - c_r = J \frac{d\Omega}{dt} \quad \text{avec} \quad c_r = c_o + f \cdot \Omega \quad (4.11)$$

Et il est important d'achever la modélisation mécanique en posant l'équation d'état (triviale) :

$$\frac{d\theta}{dt} = \Omega \quad (4.12)$$

## 4.2 Factorisation des matrices inductance de la MADA

### 4.2.1 Matrices $(L_{ss})$ et $(L_{rr})$

Les matrices  $(L_{ss})$  et  $(L_{rr})$  peuvent être mis sous la forme générique suivante

$$(\mathcal{L}) = \begin{pmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{pmatrix} \quad (4.13)$$

avec laquelle nous trouvons les valeurs propres (dont une double)  $L - M$  et  $L + 2M$  qui sont appelées respectivement **inductances cyclique**  $L_c$  et **inductance homopolaire**  $L_h$ .

Nous poserons donc

<sup>1</sup>A ce niveau, nous ne considérons qu'une seule MADA et nous ne faisons pas intervenir le couple généré par la turbine.

- $L_{cs} = L_s - M_s$  : Inductance cyclique statorique
- $L_{hs} = L_s + 2M_s$  : Inductance homopolaire statorique
- $L_{cr} = L_r - M_r$  : Inductance cyclique rotorique
- $L_{hr} = L_r + 2M_r$  : Inductance homopolaire rotorique

Et ces valeurs propres sont associées aux vecteurs (ou plutôt directions) propres suivants (définis à l'annexe B)

- $T_{32}$  ou  $C_{32}$  pour les inductances cycliques
- $T_{31}$  ou  $C_{31}$  pour les inductances homopolaires

Ainsi, nous avons

$$\begin{cases} (L_{ss}).T_{32} = L_{cs}.T_{32} \\ (L_{ss}).T_{31} = L_{hs}.T_{31} \\ (L_{rr}).T_{32} = L_{cr}.T_{32} \\ (L_{rr}).T_{31} = L_{hr}.T_{31} \end{cases} \quad (4.14)$$

**Remarque 4.1** Dans ces expressions, on peut remplacer  $T_{31}$  et  $T_{32}$  respectivement par  $C_{31}$  et  $C_{32}$ .

#### 4.2.2 Matrices $(M_{sr})$ et $(M_{rs})$

Traisons le cas de la matrice  $(M_{sr})$  dont nous rappelons ici l'expression :

$$(M_{sr}) = M_0 \cdot \begin{pmatrix} \cos(p\theta) & \cos(p\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(p\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(p\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(p\theta) & \cos(p\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(p\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(p\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(p\theta) \end{pmatrix} \quad (4.15)$$

On constate que les colonnes de la matrice constituent des systèmes triphasés équilibrés directs. On peut les écrire sous la forme

$$\begin{pmatrix} \cos(p\theta) \\ \cos(p\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(p\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \cos(p\theta) \\ \sin(p\theta) \end{pmatrix} = C_{32} \cdot P(p\theta) \cdot \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (4.16)$$

où les matrices  $C_{32}$  et  $P(\cdot)$  sont respectivement les *matrices de Clarke et de Park* (rotation) dont les définitions et les propriétés sont rappelées en annexe B. En procédant de la même manière sur les trois colonnes, il vient

$$\begin{aligned} (M_{sr}) &= M_0 \cdot C_{32} \cdot P(p\theta) \cdot \left( \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix}, P\left(\frac{2\pi}{3}\right) \cdot \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix}, P\left(-\frac{2\pi}{3}\right) \cdot \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix} \right) \\ &= M_0 \cdot C_{32} \cdot P(p\theta) \cdot C_{32}^t \\ &= \frac{3M_0}{2} \cdot T_{32} \cdot P(p\theta) \cdot T_{32}^t \\ &= M \cdot T_{32} \cdot P(p\theta) \cdot T_{32}^t \end{aligned} \quad (4.17)$$

où  $M = \frac{3M_0}{2}$ .

Et en notant que

$$(ABC)^t = C^t B^t A^t \quad \text{et} \quad (M_{rs}) = (M_{sr})^t \quad (4.18)$$

nous obtenons

$$(M_{rs}) = M \cdot T_{32} \cdot P(-p\theta) \cdot T_{32}^t \quad (4.19)$$

### 4.3 Transformation de Concordia

Nous disposons des équations initiales de la MADA dans le plan  $(a, b, c)$ , de la définition de la transformation de Concordia, de ses propriétés et des formes factorisées des matrices inductances. Tout ceci va nous permettre d'établir facilement les équations de la machines dans le plan  $(\alpha, \beta)$  ainsi que les équations homopolaires.

#### 4.3.1 Equations aux flux

Il s'agit tout d'abord de remplacer les vecteurs triphasés par leurs expressions respectives en fonctions des grandeurs diphasées et homopolaires associées. Par exemple :

$$(\psi_{3s}) = T_{32} \cdot (\psi_{2s}) + T_{31} \cdot \psi_{os} \quad (4.20)$$

Nous avons donc

$$T_{32} \cdot (\psi_{2s}) + T_{31} \cdot \psi_{os} = (L_{ss}) \cdot (T_{32} \cdot (\mathbf{i}_{2s}) + T_{31} \cdot i_{os}) + (M_{sr}) \cdot (T_{32} \cdot (\mathbf{i}_{2r}) + T_{31} \cdot i_{or}) \quad (4.21)$$

En multipliant (à gauche) cette équation par  $T_{32}^t$ , nous obtenons l'équation dans le plan  $(\alpha, \beta)$  :

$$(\psi_{2s}) = L_{cs} \cdot (\mathbf{i}_{2s}) + M \cdot P(p\theta) \cdot (\mathbf{i}_{2r}) \quad (4.22)$$

Et en multipliant (à gauche) l'équation par  $T_{31}^t$ , nous obtenons l'équation homopolaire :

$$\psi_{os} = L_{hs} \cdot i_{os} \quad (4.23)$$

On procède de la même manière pour les flux rotoriques pour obtenir le système d'équations aux flux (stator et rotor) :

$$\begin{cases} (\psi_{2s}) = L_{cs} \cdot (\mathbf{i}_{2s}) + M \cdot P(p\theta) \cdot (\mathbf{i}_{2r}) \\ \psi_{os} = L_{hs} \cdot i_{os} \\ (\psi_{2r}) = M \cdot P(-p\theta) \cdot (\mathbf{i}_{2s}) + L_{cr} \cdot (\mathbf{i}_{2r}) \\ \psi_{or} = L_{hr} \cdot i_{or} \end{cases} \quad (4.24)$$

#### 4.3.2 Equations aux tensions

Il s'agit ici de réécrire le système (4.5) en remplaçant les grandeurs triphasées :

$$\begin{cases} T_{32} \cdot (\mathbf{v}_{2s}) + T_{31} \cdot v_{os} = R_s (T_{32} \cdot (\mathbf{i}_{2s}) + T_{31} \cdot i_{os}) + \frac{d}{dt} [T_{32} \cdot (\psi_{2s}) + T_{31} \cdot \psi_{os}] \\ T_{32} \cdot (\mathbf{v}_{2r}) + T_{31} \cdot v_{or} = R_s (T_{32} \cdot (\mathbf{i}_{2r}) + T_{31} \cdot i_{or}) + \frac{d}{dt} [T_{32} \cdot (\Psi_{2r}) + T_{31} \cdot \psi_{or}] \end{cases} \quad (4.25)$$

On procède comme pour les équations aux flux en multipliant (à gauche) tout d'abord par  $T_{32}^t$  :

$$\begin{cases} (\mathbf{v}_{2s}) = R_s \cdot (\mathbf{i}_{2s}) + \frac{d}{dt} (\psi_{2s}) \\ (\mathbf{v}_{2r}) = R_r \cdot (\mathbf{i}_{2r}) + \frac{d}{dt} (\psi_{2r}) \end{cases} \quad (4.26)$$

puis par  $T_{31}^t$  :

$$\begin{cases} v_{os} = R_s \cdot i_{os} + \frac{d\psi_{os}}{dt} \\ v_{or} = R_r \cdot i_{or} + \frac{d\psi_{or}}{dt} \end{cases} \quad (4.27)$$

## 4.4 Transformation de Park

On rappelle les définitions de la transformation de Park liée aux grandeurs statoriques et rotoriques pour lesquelles on introduit deux angles de rotation ( $\xi_s$  et  $\xi_r$ ) :

$$\begin{cases} (\mathbf{x}_{2s}) \triangleq P(\xi_s) \cdot (\mathbf{x}_{dq}) \\ (\mathbf{x}_{2r}) \triangleq P(\xi_r) \cdot (\mathbf{x}_{DQ}) \end{cases} \quad (4.28)$$

### 4.4.1 Equations aux flux

Comme pour la transformation de Concordia, nous remplaçons les grandeurs diphasées statoriques ( $\mathbf{x}_{2s}$ ) et rotoriques ( $\mathbf{x}_{2r}$ ) par leurs expressions définies par transformation de Park dans (4.28) :

$$\begin{cases} P(\xi_s) \cdot (\psi_{dq}) = L_{cs} \cdot P(\xi_s) \cdot (\mathbf{i}_{dq}) + M \cdot P(p\theta) \cdot P(\xi_r) \cdot (\mathbf{i}_{DQ}) \\ P(\xi_r) \cdot (\psi_{DQ}) = M \cdot P(-p\theta) \cdot P(\xi_s) \cdot (\mathbf{i}_{dq}) + L_{cr} \cdot P(\xi_r) \cdot (\mathbf{i}_{DQ}) \end{cases} \quad (4.29)$$

Et en multipliant ces équations respectivement par  $P(-\xi_s)$  et  $P(-\xi_r)$ , il vient

$$\begin{cases} (\psi_{dq}) = L_{cs} \cdot (\mathbf{i}_{dq}) + M \cdot P(-\xi_s + p\theta + \xi_r) \cdot (\mathbf{i}_{DQ}) \\ (\psi_{DQ}) = M \cdot P(-\xi_r - p\theta + \xi_s) \cdot (\mathbf{i}_{dq}) + L_{cr} \cdot (\mathbf{i}_{DQ}) \end{cases} \quad (4.30)$$

Nous n'avons fait aucune hypothèse pour le moment sur les angles  $\xi_s$  et  $\xi_r$ . mais nous voyons apparaître l'angle  $p\theta - \xi_s + \xi_r$  (ou son opposé) dans les équations. Or, le choix des angles étant arbitraire, nous pouvons choisir de poser

$$\xi_s - \xi_r = p\theta \quad (4.31)$$

Ceci conduit à une simplification des équations aux flux :

$$\begin{cases} (\psi_{dq}) = L_{cs} \cdot (\mathbf{i}_{dq}) + M \cdot (\mathbf{i}_{DQ}) \\ (\psi_{DQ}) = M \cdot (\mathbf{i}_{dq}) + L_{cr} \cdot (\mathbf{i}_{DQ}) \end{cases} \quad (4.32)$$

**Remarque 4.2** Cette condition de simplification nous laisse un degré de liberté pour le choix de  $\xi_s$  et  $\xi_r$ . En effet, on peut choisir par exemple

- $\xi_s = 0$  et  $\xi_r = -p\theta$  : repère statorique
- $\xi_s = p\theta$  et  $\xi_r = 0$  : repère rotorique
- tout autre cas vérifiant (4.31)<sup>2</sup>

### 4.4.2 Equations aux tensions

Concernant les équations aux tensions, nous avons

$$\begin{cases} P(\xi_s) \cdot (\mathbf{v}_{dq}) = R_s \cdot P(\xi_s) \cdot (\mathbf{i}_{dq}) + \frac{d}{dt} [P(\xi_s) \cdot (\psi_{dq})] \\ P(\xi_r) \cdot (\mathbf{v}_{DQ}) = R_r \cdot P(\xi_r) \cdot (\mathbf{i}_{DQ}) + \frac{d}{dt} [P(\xi_r) \cdot (\psi_{DQ})] \end{cases} \quad (4.33)$$

On multiplie ces deux équations respectivement par  $P(-\xi_s)$  et  $P(-\xi_r)$  :

$$\begin{cases} (\mathbf{v}_{dq}) = R_s \cdot (\mathbf{i}_{dq}) + P(-\xi_s) \cdot \frac{d}{dt} [P(\xi_s) \cdot (\psi_{dq})] \\ (\mathbf{v}_{DQ}) = R_r \cdot (\mathbf{i}_{DQ}) + P(-\xi_r) \cdot \frac{d}{dt} [P(\xi_r) \cdot (\psi_{DQ})] \end{cases} \quad (4.34)$$

Pour simplifier cette équation, il est nécessaire de noter que

$$\begin{aligned} P(-\alpha) \frac{d}{dt} [P(\alpha) \cdot (\mathbf{x}_{dq})] &= P(-\alpha) \cdot P(\alpha) \frac{d}{dt} [(\mathbf{x}_{dq})] + P(-\alpha) \frac{d}{dt} [P(\alpha)] \cdot (\mathbf{x}_{dq}) \\ &= \frac{d}{dt} [(\mathbf{x}_{dq})] + \frac{d\alpha}{dt} P\left(\frac{\pi}{2}\right) \cdot (\mathbf{x}_{dq}) \end{aligned} \quad (4.35)$$

<sup>2</sup>En particulier le repère du champ tournant.

d'où

$$\begin{cases} (\mathbf{v}_{dq}) = R_s \cdot (\mathbf{i}_{dq}) + \frac{d}{dt} [(\psi_{dq})] + \omega_s \cdot P\left(\frac{\pi}{2}\right) \cdot (\psi_{dq}) \\ (\mathbf{v}_{DQ}) = R_r \cdot (\mathbf{i}_{DQ}) + \frac{d}{dt} [(\psi_{DQ})] + \omega_r \cdot P\left(\frac{\pi}{2}\right) \cdot (\psi_{DQ}) \end{cases} \quad (4.36)$$

où nous avons  $\omega_s = \frac{d\xi_s}{dt}$  et  $\omega_r = \frac{d\xi_r}{dt}$ .

#### 4.4.3 Modélisation électromécanique dans le plan $(d, q)$

Nous devons maintenant transformer l'expression du couple (4.10) pour l'exprimer en fonction des grandeurs du repère  $(d, q)$ . Pour cela, rappelons l'expression initiale de  $c_e$  :

$$c_e = \frac{1}{2} \cdot \left[ (\mathbf{i}_{3s})^t \cdot \frac{\partial}{\partial \theta} [(M_{sr})] \cdot (\mathbf{i}_{3r}) + (\mathbf{i}_{3r})^t \cdot \frac{\partial}{\partial \theta} [(M_{rs})] \cdot (\mathbf{i}_{3s}) \right] \quad (4.37)$$

Il s'agit alors de remplacer les courants par leurs expressions :

$$\begin{cases} (\mathbf{i}_{3s}) = T_{32} \cdot P(\xi_s) \cdot (\mathbf{i}_{dq}) \\ (\mathbf{i}_{3r}) = T_{32} \cdot P(\xi_r) \cdot (\mathbf{i}_{DQ}) \end{cases} \quad (4.38)$$

et les matrices  $(M_{sr})$  et  $(M_{rs})$  par leurs formes factorisées.

$$\begin{cases} (M_{sr}) = M \cdot T_{32} \cdot P(p\theta) \cdot T_{32}^t \\ (M_{rs}) = M \cdot T_{32} \cdot P(-p\theta) \cdot T_{32}^t \end{cases} \quad (4.39)$$

Il vient

$$\begin{aligned} c_e &= \frac{p}{2} \cdot (\mathbf{i}_{dq})^t \cdot P(-\xi_s) \cdot T_{32}^t \cdot M \cdot T_{32} \cdot P\left(p\theta + \frac{\pi}{2}\right) \cdot T_{32}^t \cdot T_{32} \cdot P(\xi_r) \cdot (\mathbf{i}_{DQ}) \\ &\quad - \frac{p}{2} \cdot (\mathbf{i}_{DQ})^t \cdot P(-\xi_r) \cdot T_{32}^t \cdot M \cdot T_{32} \cdot P\left(-p\theta + \frac{\pi}{2}\right) \cdot T_{32}^t \cdot T_{32} \cdot P(\xi_s) \cdot (\mathbf{i}_{dq}) \end{aligned} \quad (4.40)$$

Après simplification, nous obtenons

$$c_e = \frac{pM}{2} \cdot \left[ (\mathbf{i}_{dq})^t \cdot P\left(\frac{\pi}{2}\right) \cdot (\mathbf{i}_{DQ}) - (\mathbf{i}_{DQ})^t \cdot P\left(\frac{\pi}{2}\right) \cdot (\mathbf{i}_{dq}) \right] \quad (4.41)$$

En développant, il vient finalement

$$c_e = pM \cdot (i_q i_D - i_d i_Q) \quad (4.42)$$

Il existe deux autres expressions équivalentes du couple :

$$c_e = p \cdot (\psi_d i_q - \psi_q i_d) \quad (4.43)$$

et

$$c_e = p \cdot (\psi_Q i_D - \psi_D i_Q) \quad (4.44)$$

**Remarque 4.3** La mise en équations de la partie purement mécanique n'est pas influencée par les transformations de Concordia et de Park.

## 4.5 Formulation complexe et schéma dynamique phasorial

### 4.5.1 Equations et schéma équivalent

Le schéma équivalent usuel de la machine asynchrone est obtenu en régime permanent sinusoïdal. Néanmoins, il est possible d'obtenir également un schéma équivalent en régime transitoire, très proche du premier. En plus de son domaine de validité étendu, il permet de faire le lien entre notre modèle et les paramètres mesurés par des essais classiques en expérimentation (cf. [CAR 95]) :

- l'inductance magnétisante  $L_\mu$ , qui est traversé par un courant magnétisant  $\dot{i}_\mu$  traduisant l'état magnétique de la machine.
- le rapport de transformation noté  $m$  qui permet le passage d'un schéma à inductances couplées à un schéma à sources couplées (transformateur idéal)
- un paramètre noté  $\sigma$  et appelé *coefficient de dispersion* ou *coefficient de Blondel*.

Nous montrerons par la suite que les schémas en régime transitoire (appelés schémas dynamiques phasoriels) sont des outils puissants pour la compréhension du comportement de la machine, pour la simulation et pour la synthèse de commande. En premier lieu, nous mettrons en évidence le lien entre le schéma dynamique phasorial de la MADA et sa représentation d'état en mettant en évidence les variables d'état complexes de notre système que sont le *courant magnétisant* et le *courant rotorique* (lié aux fuites magnétiques totalisées au rotor dans notre modèle). Nous allons pour cela utiliser ici la notion de vecteur complexe<sup>3</sup> (ou phaseur) en partant des équations (4.32) et (4.36) en posant :

$$\begin{cases} \underline{x}_s = x_d + jx_q \\ \underline{x}_r = x_D + jx_Q \end{cases} \quad (4.45)$$

A l'aide de ces définitions génériques des phaseurs statoriques et rotoriques, on peut réécrire les équations (4.32), (4.36) et (4.42) de la machine dans un repère  $(d, q)$  quelconque :

$$\begin{cases} \underline{v}_s = v_d + jv_q = R_s \dot{\underline{i}}_s + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \underline{\psi}_s \\ \underline{\psi}_r \end{bmatrix} + j\omega_s \underline{\psi}_s \\ \underline{v}_r = v_D + jv_Q = R_r \dot{\underline{i}}_r + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \underline{\psi}_s \\ \underline{\psi}_r \end{bmatrix} + j\omega_r \underline{\psi}_r \end{cases} \quad (4.46)$$

où  $\dot{\underline{i}}_s = i_d + ji_q$ ,  $\dot{\underline{i}}_r = i_D + ji_Q$ ,  $\underline{\psi}_s = \psi_d + j\psi_q$  et  $\underline{\psi}_r = \psi_D + j\psi_Q$ . Et avec

$$\begin{cases} \underline{\psi}_s = L_{cs} \dot{\underline{i}}_s + M \dot{\underline{i}}_r \\ \underline{\psi}_r = M \dot{\underline{i}}_s + L_{cr} \dot{\underline{i}}_r \end{cases} \quad (4.47)$$

Ensuite, en remplaçant les flux statoriques et rotoriques par les expressions (4.47) dans les équations aux tensions (4.46), il vient

$$\begin{cases} \underline{v}_s = R_s \dot{\underline{i}}_s + L_{cs} \frac{d}{dt} [\dot{\underline{i}}_s] + M \frac{d}{dt} [\dot{\underline{i}}_r] + j\omega_s L_{cs} \dot{\underline{i}}_s + j\omega_s M \dot{\underline{i}}_r \\ \underline{v}_r = R_r \dot{\underline{i}}_r + M \frac{d}{dt} [\dot{\underline{i}}_s] + L_{cr} \frac{d}{dt} [\dot{\underline{i}}_r] + j\omega_r M \dot{\underline{i}}_s + j\omega_r L_{cr} \dot{\underline{i}}_r \end{cases} \quad (4.48)$$

où les pulsations  $\omega_s$  et  $\omega_r$  sont les dérivées (par rapport au temps) des angles de rotations statorique  $\xi_s$  et rotorique  $\xi_r$  du repère de Park. Pour poursuivre, il est nécessaire d'effectuer un *choix de repère*.

**Hypothèse :** Pour cette étude, nous choisissons arbitrairement le repère statorique, d'où

$$\xi_s = 0 \text{ et } \xi_r = -p\theta \quad (4.49)$$

mais il faut bien noter que *ce choix n'est pas définitif*. En effet, il sera montré par la suite qu'un *changement de repère par rotation* (par rapport à ce repère initial) se traduit par des *transformations simples du schéma initialement obtenu*.

<sup>3</sup>Le vecteur complexe est un outil naturellement associé aux transformations matricielles complexes de Fortescue et de Ku mais il existe comme nous le voyons ici des passerelles vers les transformations matricielles réelles.

Un schéma équivalent de la MADA est établi en appliquant la démarche suivie dans [CAR 95]. Bien que ce schéma soit très proche de celui, monophasé, établi en régime permanent sinusoïdal, celui-ci est un *modèle* associé aux équations de Park *en régime quelconque*. Par ailleurs, ce modèle n'absorbe pas un tiers de la puissance consommée par la machine réelle mais la totalité dans la mesure où nous nous sommes appuyé sur la transformation de Concordia (conservation des puissances plutôt que des amplitudes comme avec la transformation de Clarke).

On peut en fait associer directement le schéma de la figure 4.3 aux équations (4.24) et (4.26). Mais il s'agira plutôt ici de traiter le problème à partir des équations (4.47) et (4.46).

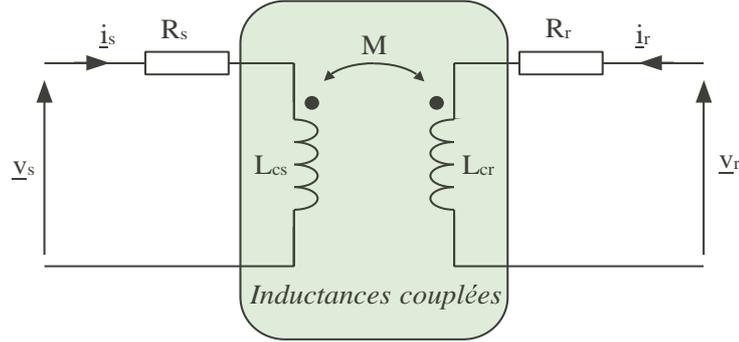


FIG. 4.3 – Schéma aux inductances couplées

Or, le choix du repère statorique en posant

$$\xi_s = 0 \text{ et } \xi_r = -p\theta \quad (4.50)$$

nous conduit à imposer les vitesses suivantes du repère par rapport au stator et au rotor de la MADA :

$$\omega_s = 0 \text{ et } \omega_r = -p\Omega \quad (4.51)$$

Ce choix se répercute sur les équations (4.48) de la machine comme suit :

$$\begin{cases} \underline{v}_s = R_s \underline{i}_s + L_{cs} \frac{d}{dt} [\underline{i}_s] + M \frac{d}{dt} [\underline{i}_r] \\ \underline{v}_r = R_r \underline{i}_r + M \frac{d}{dt} [\underline{i}_s] + L_{cr} \frac{d}{dt} [\underline{i}_r] - jp\Omega M \underline{i}_s - jp\Omega L_{cr} \underline{i}_r \end{cases} \quad (4.52)$$

Les équations ci-dessus nous suggèrent que les courants sont les variables d'état de la machines car elles sont dérivées mais il est à noter que le courant statorique  $\underline{i}_s$  est aussi une sortie de notre modèle, de même que le courant rotorique  $\underline{i}_r$ . Or, la présence de la dérivée d'une sortie dans une équation d'état n'est pas compatible avec la formulation par variables d'état classique :

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = f(\mathbf{x}, \mathbf{u}) \\ \mathbf{y} = g(\mathbf{x}, \mathbf{u}) \end{cases} \quad (4.53)$$

où  $\mathbf{x}$  est l'état du système,  $\mathbf{u}$  son entrée et  $\mathbf{y}$  sa sortie (grandeurs vectorielles ou non).

Ces équations ne sont donc pas directement exploitables et doivent être modifiées. Comme cela a été annoncé plus haut, la transformation repose sur les résultats du RPS. En effet, il s'agit de considérer l'équation du flux statorique et d'effectuer la factorisation suivante par  $L_{cs}$  :

$$\underline{\psi}_s = L_{cs} \underline{i}_s + M \underline{i}_r = L_{cs} \left( \underline{i}_s + \frac{M}{L_{cs}} \underline{i}_r \right)$$

faisant apparaître un rapport de transformation  $m = M/L_{cs}$  et conduisant à une définition du courant magnétisant  $\underline{i}_\mu$  :

$$\underline{i}_\mu = \underline{i}_s + m \underline{i}_r \quad \text{avec} \quad m = \frac{M}{L_{cs}} \quad (4.54)$$

d'où

$$\underline{v}_s = R_s \underline{i}_s + L_{cs} \frac{d}{dt} [\underline{i}_\mu] \quad (4.55)$$

Et il suffit alors de remplacer  $\underline{i}_s$  par  $\underline{i}_\mu - m \underline{i}_r$  pour obtenir une équation où  $d\underline{i}_\mu/dt$  n'est fonction que de  $\underline{i}_\mu$ ,  $\underline{i}_r$  et de  $\underline{v}_s$ . Ainsi, nous retrouvons bien dans la configuration de l'équation d'état (4.53a) :

$$\frac{d}{dt} [\underline{i}_\mu] = -\frac{1}{\tau_s} \underline{i}_\mu - \frac{\underline{v}_s}{L_{cs}} - \frac{m}{\tau_s} \underline{i}_r \quad (4.56)$$

où on voit apparaître une constante de temps statorique  $\tau_s = L_{cs}/R_s$ .

Il s'agit ici de traiter l'équation (4.52b) pour obtenir la deuxième équation d'état (complexe) de la machine. Pour cela, il faut remplacer  $\underline{i}_s$  par son expression en fonction du courant magnétisant  $\underline{i}_\mu$  et de  $\underline{i}_r$ . En outre, on introduit des termes supplémentaires dans l'équation

$$\begin{aligned} \underline{v}_r = R_r \underline{i}_r + M \frac{d}{dt} [\underline{i}_s] + L_{cr} \frac{d}{dt} [\underline{i}_r] + \frac{M^2}{L_{cs}} \frac{d}{dt} [\underline{i}_r] - \frac{M^2}{L_{cs}} \frac{d}{dt} [\underline{i}_r] \\ - jp\Omega \left( M \underline{i}_s - L_{cr} \underline{i}_r + \frac{M^2}{L_{cs}} \underline{i}_r - \frac{M^2}{L_{cs}} \underline{i}_r \right) \end{aligned} \quad (4.57)$$

pour aboutir au résultat suivant

$$\begin{aligned} \underline{v}_r = R_r \underline{i}_r + M \frac{d}{dt} [\underline{i}_\mu] + \sigma L_{cr} \frac{d}{dt} [\underline{i}_r] \\ - jp\Omega (M \underline{i}_\mu + \sigma L_{cr} \underline{i}_r) \end{aligned} \quad (4.58)$$

Un problème apparaît avec l'équation (4.58), donnant l'expression de la tension rotorique  $\underline{v}_r$  : elle est fonction des variables d'état  $\underline{i}_\mu$  et  $\underline{i}_r$  mais également de leurs dérivées respectives. En fait, pour la représentation sous forme de schéma, il suffit de remarquer que  $M \frac{d}{dt} [\underline{i}_\mu]$  est la tension  $m \underline{e}_\mu$  où  $\underline{e}_\mu$  est la tension aux bornes de l'inductance magnétisante  $L_{cs}$ , ce qui permet d'aboutir au schéma de la figure 4.4. Mais pour la représentation d'état, il est nécessaire d'effectuer quelques transformations de l'équation (4.58) : il s'agit de remplacer la dérivée de  $\underline{i}_\mu$  grâce à son expression établie à l'équation (4.56) :

$$\begin{aligned} \underline{v}_r = R_r \underline{i}_r + M \left( -\frac{1}{\tau_s} \underline{i}_\mu - \frac{\underline{v}_s}{L_{cs}} - \frac{m}{\tau_s} \underline{i}_r \right) + \sigma L_{cr} \frac{d}{dt} [\underline{i}_r] \\ - jp\Omega (M \underline{i}_\mu + \sigma L_{cr} \underline{i}_r) \end{aligned} \quad (4.59)$$

et en reformulant cette équation, nous obtenons

$$\begin{aligned} \underline{v}_r = -(mR_s + jp\Omega M) \underline{i}_\mu + m \underline{v}_s \\ + (R_r - m^2 R_s) \underline{i}_r + \sigma L_{cr} \frac{d}{dt} [\underline{i}_r] \end{aligned} \quad (4.60)$$

On identifie clairement alors que les entrées de notre modèle de MADA sont les tensions  $\underline{v}_s$  et  $\underline{v}_r$  et que les sorties sont les courants ( $\underline{i}_s$  et  $\underline{i}_r$  afin d'avoir des sorties qui sont physiquement mesurables).

Les sources couplées qui apparaissent dans le schéma de la figure 4.4 modélisent le comportement d'un coupleur (*i.e.* transformateur) idéal de rapport de transformation  $m = M/L_{cs}$ . On peut donc modifier ce schéma pour aboutir à celui de la figure 4.5. On parlera ici de *schéma dynamique phasoriel* (SDP) de la MADA pour établir une distinction claire par rapport au schéma équivalent (monophasé ou non) en régime permanent sinusoïdal (RPS) de la machine.

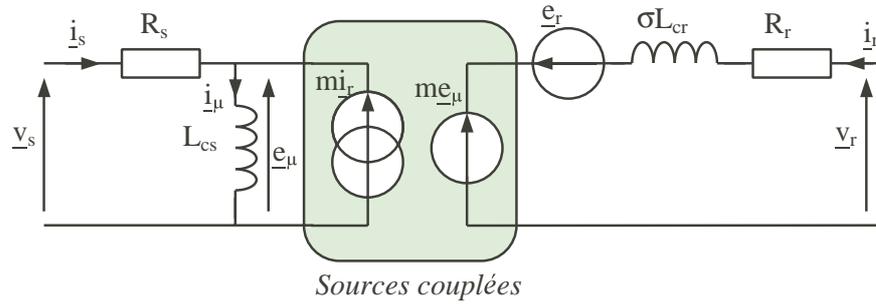


FIG. 4.4 – Schéma équivalent avec fuites totalisées au rotor (référentiel statorique)

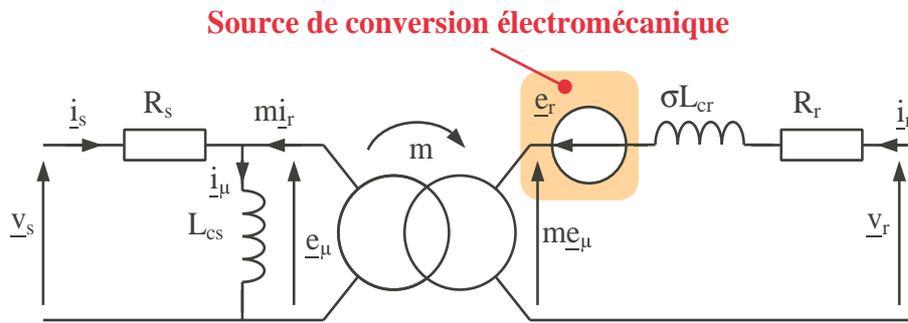


FIG. 4.5 – Schéma dynamique phasoriel de la MADA observée dans le repère statorique

**Remarque 4.4** La mise en équations qui vient d'être faite présente encore une non linéarité du modèle de la machine dans la mesure où la variable d'état  $\underline{i}_\mu$  est multipliée par la vitesse  $\Omega$  (qui est ici une entrée du système).

**Remarque 4.5** Noter également qu'une représentation d'état n'est pas unique car on peut généralement trouver différents vecteurs d'états utilisables pour la représentation d'un même système. On peut par exemple, dans le cas linéaire, passer d'un vecteur d'état à un autre par une matrice de passage ( $\mathbf{x} = T\mathbf{z}$ ) qui constitue un lien rigide<sup>4</sup> entre les deux vecteurs  $\mathbf{x}$  et  $\mathbf{z}$ .

La modélisation n'est toutefois pas achevée pour cette machine car nous devons déterminer les expressions des sorties secondaires que sont le courant  $\underline{i}_s$  absorbé par le stator (nécessaire pour la modélisation globale) et le couple  $c_e$  fourni par la machine sur l'arbre mécanique. Pour le courant  $\underline{i}_s$ , le résultat a déjà été fourni précédemment dans le texte et nous le rappelons ici :

$$\underline{i}_s = \underline{i}_\mu - m\underline{i}_r \quad (4.61)$$

Et pour le couple, il suffit de rappeler son expression avec les grandeurs de Park pour en déduire celle utilisant les vecteurs complexes correspondants

$$c_e = pM \cdot (i_q i_D - i_d i_Q) = pM \cdot \Im(\underline{i}_s \cdot \underline{i}_r^*) = pM \cdot \Im(\underline{i}_\mu \cdot \underline{i}_r^*) = \Re(jpM \underline{i}_\mu \cdot \underline{i}_r^*) \quad (4.62)$$

On terminera cette modélisation par la présentation, à la figure 4.6, du schéma-blocs de la MADA, correspondant au schéma dynamique phasoriel (SDP) de la figure 4.5. On notera que la MADA est modélisée sous cette forme dans Matlab/Simulink dans la suite de cette étude.

<sup>4</sup>au sens de la causalité (cf. [HAU 99])

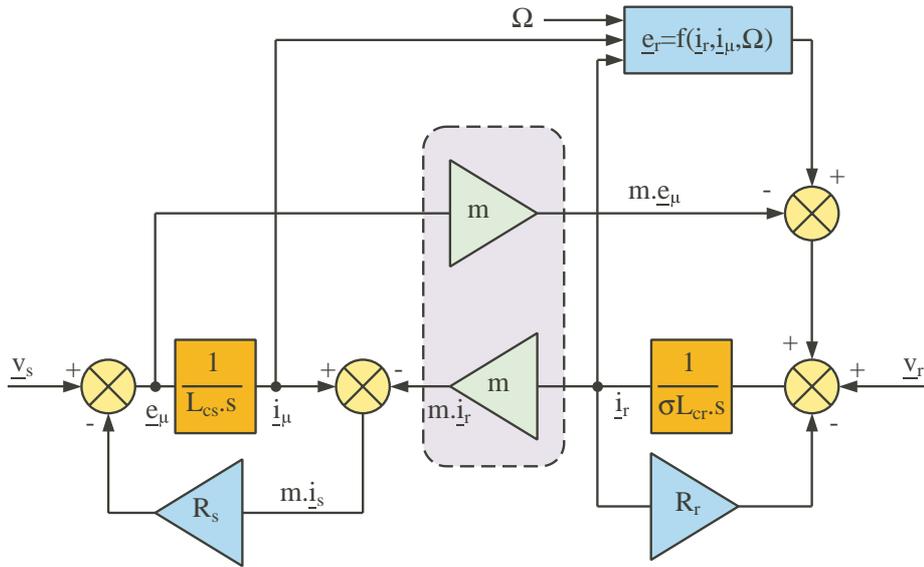


FIG. 4.6 – Schéma-blocs de la MADA, déduit du schéma dynamique phasoriel

#### 4.5.2 Bilan du modèle et des paramètres

Le modèle électrique de notre machine regroupe l'équation d'état (4.56) et les équations de sorties (4.60), (4.61) et (4.62) relatives à  $\underline{v}_r$ ,  $\underline{i}_s$  et  $c_e$ . Il est facile de vérifier dans ces quatre équations que nous ne faisons intervenir que l'état et les entrées ( $\underline{v}_s$ ,  $\underline{i}_r$  et  $\Omega$ ) pour calculer la dynamique de l'état (*i.e.* sa dérivée) et les sorties. Il s'agit alors de recenser les paramètres nécessaires au modèle :

- Résistance des bobinages statoriques :  $R_s$  (en  $\Omega$ )
- Résistance des bobinages rotoriques :  $R_r$  (en  $\Omega$ )
- Inductance cyclique statorique :  $L_{cs}$  (en H)
- Inductance cyclique rotorique :  $L_{cr}$  (en H)
- Mutuelle Stator/Rotor de Concordia :  $M = 3M_0/2$  (en H)
- Nombre de paires de pôles :  $p$

Et à partir de ces paramètres primaires, nous obtenons les paramètres secondaires suivants :

- Rapport de transformation  $m = M/L_{cs}$
- Coefficient de Blondel  $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_{cs}L_{cr}}$
- Constante de temps statorique  $\tau_s = L_{cs}/R_s$

## 4.6 Vérification du modèle

Le SDP de la figure 4.5 semble très simple car il ressemble au classique schéma en RPS de la machine asynchrone mais il s'agit d'un modèle dynamique que nous allons valider tant en régime permanent que transitoire dans cette section. Tout d'abord, sur la base de simplifications du schéma, nous allons retrouver les relations bien connues de la MADA (en particulier dans la cascade hyposynchrone) entre tensions statorique et rotorique d'une part et entre puissances statorique, rotorique et mécanique d'autre part. Ensuite, toujours en régime permanent sinusoïdal, nous allons nous intéresser au cas du rotor en court-circuit : ainsi, nous allons pouvoir vérifier que l'on retrouve le schéma classique de la MAS à cage introduisant la résistance motionnelle  $R_r/g$ . Enfin, toujours dans le cas du rotor en court-circuit, nous allons simuler un démarrage direct (tensions d'alimentation sinusoïdales à fréquence et amplitude fixées) afin de valider le comportement en régime transitoire en termes d'appel de courant et d'ondulations de couple électromagnétique.

## 4.6.1 Modèle idéalisé de la MADA

On peut retrouver le modèle idéal de la MADA, déjà utilisé dans le chapitre 2, avec le schéma dynamique phasoriel de la figure 4.5. Pour cela, il est nécessaire de poser les hypothèses suivantes :

- Pertes Joule négligées ( $R_s = R_r = 0$ )
- Fuites magnétiques négligées ( $\sigma = 0$ )

Et avec ces hypothèses, on peut donner un schéma simplifié de la MADA, présenté à la figure 4.7.

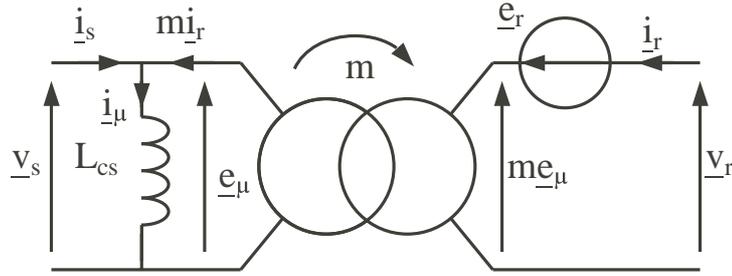


FIG. 4.7 – Schéma simplifié de la MADA

On ne s'intéresse ici qu'aux amplitudes complexes  $\underline{X}$  des grandeurs instantanées  $\underline{x}$ . Pour cela, on rappelle l'expression d'un vecteur complexe en régime permanent sinusoïdal (de pulsation  $\omega$ ) :

$$\underline{x} = X.e^{j(\omega t + \varphi)} = \underbrace{X.e^{j\varphi}}_{\underline{X}}.e^{j\omega t} \quad (4.63)$$

Sur ce schéma, nous constatons que

$$m\underline{V}_s = \underline{E}_r + \underline{V}_r \quad (4.64)$$

avec

$$\underline{E}_r = jpM\Omega.\underline{I}_\mu \quad (4.65)$$

avec

$$\underline{I}_\mu = \frac{\underline{V}_s}{jL_{cs}\omega_s}$$

où  $\omega_s$  est la pulsation de toutes les grandeurs (tensions et courants) dans le schéma (dont on rappelle qu'il se trouve dans le repère statorique de la MADA). Nous obtenons donc

$$m\underline{V}_s = \underbrace{\frac{M}{L_{cs}}}_m \cdot \frac{p\Omega}{\omega_s} \underline{V}_s + \underline{V}_r \quad (4.66)$$

Par suite,

$$\underline{V}_r = m \cdot \underbrace{\left(1 - \frac{p\Omega}{\omega_s}\right)}_g \cdot \underline{V}_s = m.g.\underline{V}_s \quad (4.67)$$

où  $g$  est le glissement de la MADA. Nous retrouvons bien la relation utilisée au chapitre 2 pour décrire le comportement en tension de la MADA.

On peut également vérifier le comportement en puissance dans la mesure où la f.e.m.  $\underline{E}_r$  est représentative de la conversion électromécanique. Ainsi, nous devons avoir

$$P_m = \Re [\underline{E}_r \cdot \underline{I}_r^*] \quad (4.68)$$

Or, nous avons

$$\underline{E}_r \cdot \underline{I}_r^* = jpM\Omega \cdot \underline{I}_\mu \cdot \underline{I}_r^* \quad (4.69)$$

et nous savons que

$$P_m = C_e \cdot \Omega$$

d'où

$$C_e = \Re [jpM \cdot \underline{I}_\mu \cdot \underline{I}_r^*] = pM \cdot \Im [\underline{I}_\mu \cdot \underline{I}_r^*] \quad (4.70)$$

Et cette relation est bien l'expression en régime permanent sinusoïdal de l'expression instantanée (4.62) du couple  $c_e$  de la MADA.

L'expression du couple étant validée en association avec l'expression des tensions, vis à vis du modèle idéalisé, il est facile de vérifier que nous avons

$$P_m = g \cdot P_s$$

et le bilan de puissance

$$P_s + P_r = P_m$$

est établi immédiatement à l'aide du schéma, comme en témoigne la figure 4.8.

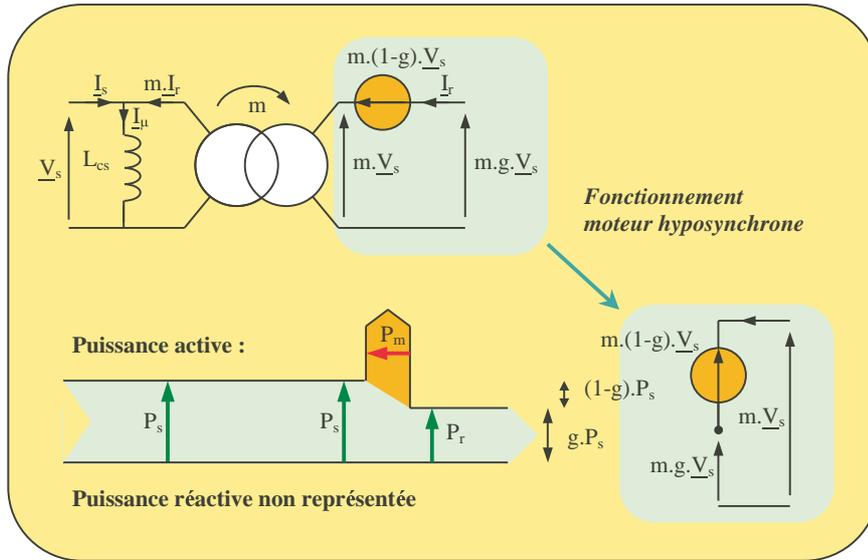


FIG. 4.8 – Bilan de puissance dans le modèle idéal de la MADA

#### 4.6.2 Fonctionnement RPS à rotor court-circuité

Une simulation en régime permanent sinusoïdal du modèle non idéalisé de la MADA montre le couple généré par celle-ci dans le cas bien connu où  $\underline{V}_r = 0$  (rotor court-circuité) et permet de valider le modèle du point de vue mécanique avec une caractéristique statique. Dans cette simulation (schéma-blocs avec  $s = j\omega$ ), nous pouvons agir sur les paramètres de la MADA ainsi que sa pulsation d'alimentation et sa vitesse. Il est donc possible, pour une tension à amplitude et fréquence fixes, de mesurer le couple électromagnétique de la machine en fonction de la vitesse<sup>5</sup>. Le tracé proposé à la figure 4.9 illustre cet essai à différentes vitesses ; on notera que la vitesse en abscisse est une vitesse réduite  $\Omega/\Omega_s$  (sans dimension – avec  $\Omega_s = \frac{\omega_s}{p}$ ).

<sup>5</sup>La mesure effectuée repose sur une mesure de puissance mécanique divisée par la vitesse  $\Omega$ . Ainsi, avec cette méthode, le couple à vitesse nulle n'est pas définie. Toutefois cela ne pose pas de problème car la caractéristique évaluée est parfaitement continue d'après la théorie.

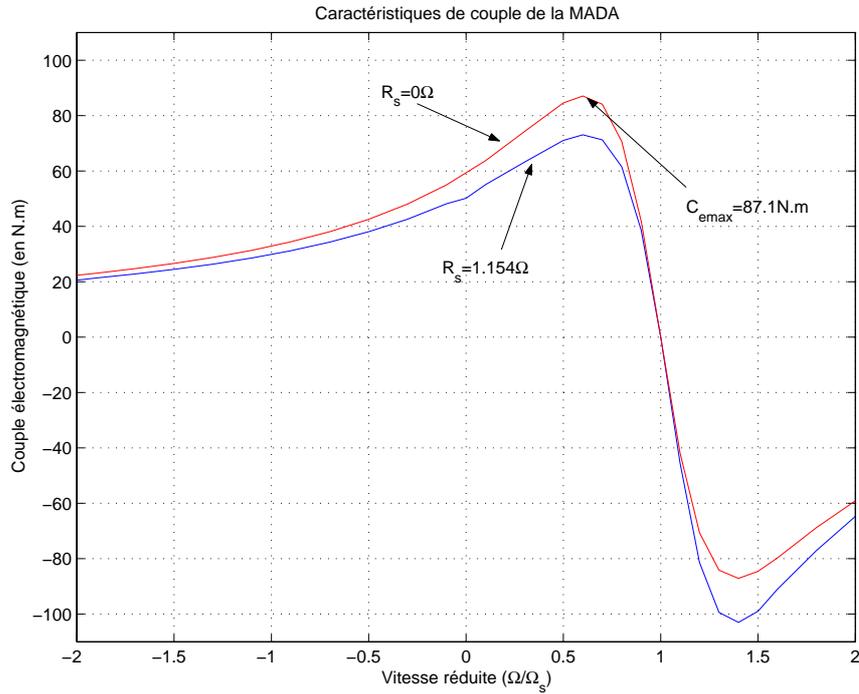


FIG. 4.9 – Caractéristique de couple obtenue avec notre modèle

Le premier essai (tracé bleu) met en évidence un décalage de la caractéristique (couple maximal négatif supérieur en valeur absolue au couple maximal positif) avec une résistance statorique non nulle. Or, la caractéristique classique est établie dans l'hypothèse du flux forcé (chute de tension due à  $R_s$  négligée), donc nous effectuons un deuxième essai (tracé rouge) où la résistance  $R_s$  est nulle<sup>6</sup> avec lequel on retrouve une caractéristique symétrique.

L'allure de la courbe correspond bien à ce que l'on attend d'une telle machine mais il faut maintenant s'assurer de la cohérence entre les paramètres de la courbe (nous considérerons pour cela le tracé rouge) et les paramètres de la machine. La machine utilisée pour cette simulation est la MADA de 3 kW présentée à la fin de l'annexe C. Par ailleurs la tension d'entrée appliquée à la machine a pour amplitude 500 V ( $\underline{V}_1 = 500$ )<sup>7</sup> à une fréquence de 50 Hz.

Nous rappelons ici l'expression idéale classique du couple  $C_e$  de la machine en fonction du glissement

$$C_e(g) = \frac{2C_{e\max}}{\frac{g}{g_m} + \frac{g_m}{g}} \quad (4.71)$$

dont les paramètres restent à définir en fonction des éléments utilisés dans notre modèle (de Park). Pour retrouver les paramètres, nous nous appuyerons sur le schéma de la figure 4.10.

L'hypothèse du flux forcé suppose que la tension d'alimentation n'est pas  $\underline{V}_s$  mais  $\underline{E}_\mu$  (ou tout simplement qu'on considère  $R_s = 0$ ). En sortie du coupleur idéal, nous retrouvons naturellement la tension  $m\underline{E}_\mu$ , à laquelle on doit soustraire la f.e.m. de conversion électromécanique  $\underline{E}_r = jp\Omega(M\underline{I}_\mu + \sigma L_{cr}\underline{I}_r)$ . Or, cette f.e.m. peut (et doit) être séparée en deux termes distincts :

- un terme de glissement  $\underline{E}_g = jp\Omega M\underline{I}_\mu$ , caractéristique de la machine asynchrone (conversion électromécanique)
- un terme de réaction magnétique d'induit  $\underline{E}_{rmi} = jp\Omega\sigma L_{cr}\underline{I}_r$ , que l'on retrouve dans les machines synchrones

<sup>6</sup>En fait, on prendra  $R_s = 0.001 \Omega$  pour éviter une division par zéro dans le modèle (admittance infinie).

<sup>7</sup>Ce qui correspond à l'amplitude *au sens de Concordia* pour une alimentation sur réseau 220/380V (en fait, il s'agit d'un arrondi d'une valeur qui est précisément de 538V).

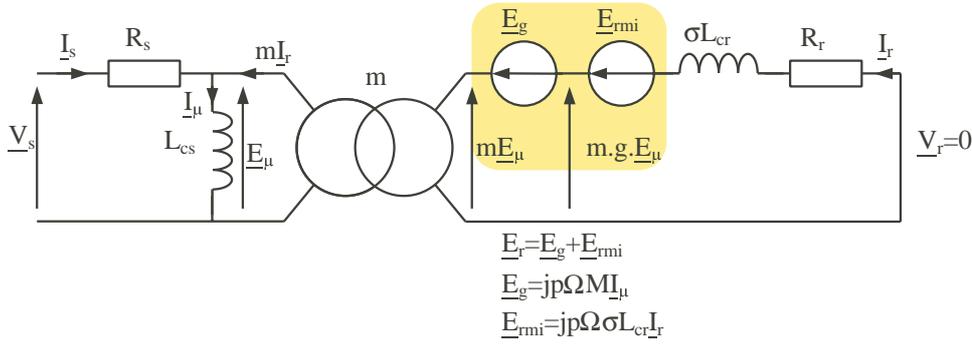


FIG. 4.10 – Schéma électrique équivalent de la MADA à rotor en court-circuit

**Remarque 4.6** On notera qu'en fait, seul le terme  $\underline{E}_g$  est porteur de la puissance électromécanique transmise à l'arbre. Par la suite, lorsqu'on fera référence à la f.e.m. de conversion électromécanique, il s'agira uniquement de  $\underline{E}_g$ . Pour  $\underline{E}_{rmi}$ , nous parlerons simplement de réaction magnétique d'induit (*rmi*).

Or, lorsqu'on soustrait uniquement  $\underline{E}_g$  à  $m\underline{E}_{\mu}$ , on retrouve le résultat (4.67) :

$$m\underline{E}_{\mu} - \underline{E}_g = m.g.\underline{E}_{\mu} \quad (4.72)$$

Ensuite, on peut écrire que cette tension est égale à la somme des tensions restant dans la maille rotorique, à savoir

$$m.g.\underline{E}_{\mu} = jp\Omega\sigma L_{cr}\underline{I}_r - j\sigma L_{cr}\omega_s\underline{I}_r - R_r\underline{I}_r$$

Ici encore, il est possible de faire apparaître le glissement au niveau des termes inductifs car

$$j(\omega_s - p\Omega)\sigma L_{cr}\underline{I}_r = j\omega_r.\sigma L_{cr}\underline{I}_r = jg\omega_s.\sigma L_{cr}\underline{I}_r$$

Et donc finalement, il vient

$$m.g.\underline{E}_{\mu} = -jg\omega_s.\sigma L_{cr}\underline{I}_r - R_r\underline{I}_r \quad (4.73)$$

A partir de ce résultat, il suffit de diviser les deux membres de l'égalité par le glissement pour faire apparaître la résistance motionnelle  $R_r/g$  :

$$m.\underline{E}_{\mu} = -j\sigma L_{cr}\omega_s\underline{I}_r - \frac{R_r}{g}\underline{I}_r \quad (4.74)$$

qu'on peut encore transformer comme suit

$$\underline{E}_{\mu} = -j\underbrace{\frac{\sigma L_{cr}}{m^2}}_{N_r}\omega_s m\underline{I}_r - \underbrace{\frac{R_r}{m^2 g}}_{R'_r/g} m\underline{I}_r$$

A partir de cette relation, il est possible de raccorder la maille rotorique modifiée en parallèle avec l'inductance magnétisante  $L_{cs}$  du schéma équivalent (Figure 4.11).

Ce schéma "ramené au stator" fait apparaître la *résistance motionnelle*  $R'_r/g$ . Pour retrouver toute l'information au niveau de la puissance dissipée dans le circuit rotorique équivalent, il est alors nécessaire de scinder cette résistance  $R'_r/g$  en deux termes que nous noterons  $R'_{pm}$  (pour puissance mécanique) et  $R'_{pj}$  (pour pertes Joule). Cette décomposition est simple à obtenir car nous savons que la puissance traversant l'entrefer  $P_e$  se décompose uniquement en puissance mécanique  $P_m$  et en pertes Joule  $P_{jr}$ . Or, la puissance totale  $P_e$ , dans l'équation (4.74), ne peut se dissiper que dans la

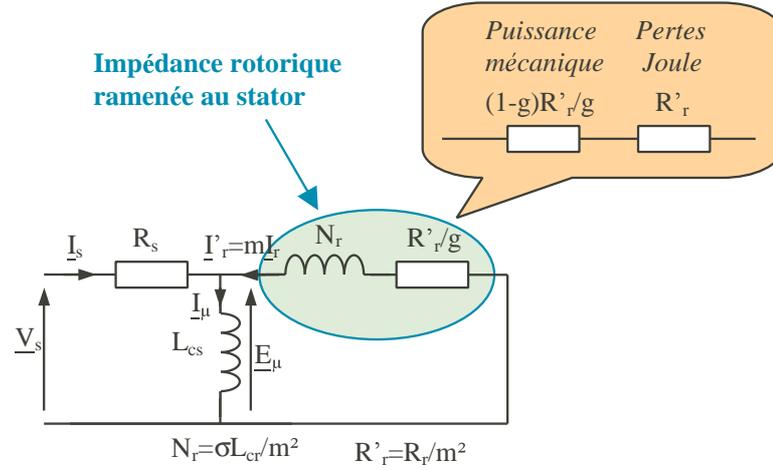


FIG. 4.11 – Schéma ramené au stator de la machine asynchrone à rotor court-circuité

résistance motionnelle  $R'_r/g$ . Les pertes Joule rotoriques ayant évidemment comme expression  $R'_r |\underline{I}'_r|^2$ , la décomposition de  $R'_r/g$  est alors immédiate :

$$\frac{R'_r}{g} = R'_r + \frac{(1-g)R'_r}{g}$$

où nous avons donc

$$\begin{cases} R_{pj} = R'_r \\ R_{pm} = \frac{(1-g)R'_r}{g} \end{cases} \quad (4.75)$$

La recherche de l'expression de la puissance mécanique et du couple est alors classique. On pose tout d'abord l'expression du courant  $\underline{I}'_r$  en fonction de la tension  $\underline{E}_\mu$  :

$$\underline{I}'_r = -\frac{\underline{E}_\mu}{\frac{R_r}{g} + jN_r\omega_s} \quad (4.76)$$

et on calcule l'expression de la puissance  $P_m$ , en notant  $E_\mu = |\underline{E}_\mu|$

$$P_m = R_{pm} \cdot |\underline{I}'_r|^2 = \frac{(1-g)R'_r}{g} |\underline{I}'_r|^2 = \frac{(1-g)R'_r}{g} \cdot \frac{(E_\mu)^2}{\left(\frac{R'_r}{g}\right)^2 + (N_r\omega_s)^2} = C_e \Omega = C_e (1-g) \frac{\omega_s}{p} \quad (4.77)$$

d'où l'expression du couple électromagnétique  $C_e$  :

$$C_e = \frac{pR_r}{g\omega_s} \cdot \frac{E_\mu^2}{\left(\frac{R'_r}{g}\right)^2 + (N_r\omega_s)^2} = \frac{pE_\mu^2}{\frac{\omega_s R'_r}{g} + \frac{gN_r^2\omega_s^3}{R'_r}} = \frac{\frac{p}{N_r} \left(\frac{E_\mu}{\omega_s}\right)^2}{\frac{R'_r}{N_r\omega_s g} + \frac{N_r\omega_s g}{R'_r}} \quad (4.78)$$

Or, il est possible d'identifier cette expression à (4.71) avec

$$C_{e \max} = \frac{p}{2N_r} \left(\frac{E_\mu}{\omega_s}\right)^2 \quad \text{et} \quad g_m = \frac{R'_r}{N_r\omega_s} \quad (4.79)$$

### 4.6.3 Essai en régime transitoire

Une dernière vérification du modèle (schéma-blocs de la figure 4.6) est effectuée en régime transitoire, toujours à rotor court-circuité. On effectue pour cela une simulation (sous Matlab/Simulink) d'un démarrage direct d'une machine asynchrone de 3kW. Les résultats de simulation, à la figure 4.12, montrent qu'avec la charge mécanique utilisée (inertie de  $0.1\text{kg.m}^2$  et frottements visqueux de  $0.1\text{N.m.rad}^{-1}\text{s}$ ), la variation de vitesse est linéaire jusqu'à  $t = 0.4\text{s}$ . Durant cette phase, le couple balaye la caractéristique statique de la figure 4.9 à des ondulations près, elles-mêmes caractéristiques du démarrage d'une machine asynchrone. On peut visualiser également l'appel de courant dans le stator de la machine avec un courant de démarrage 6 fois plus important que le courant en régime établi (il s'agit une fois encore d'un comportement caractéristique de la machine asynchrone). Si ces résultats ne constituent pas une preuve de la validité de notre modèle, ils nous permettent de vérifier son comportement vis à vis de fonctionnements connus de la machine asynchrone et de vérifier la cohérence des résultats obtenus.

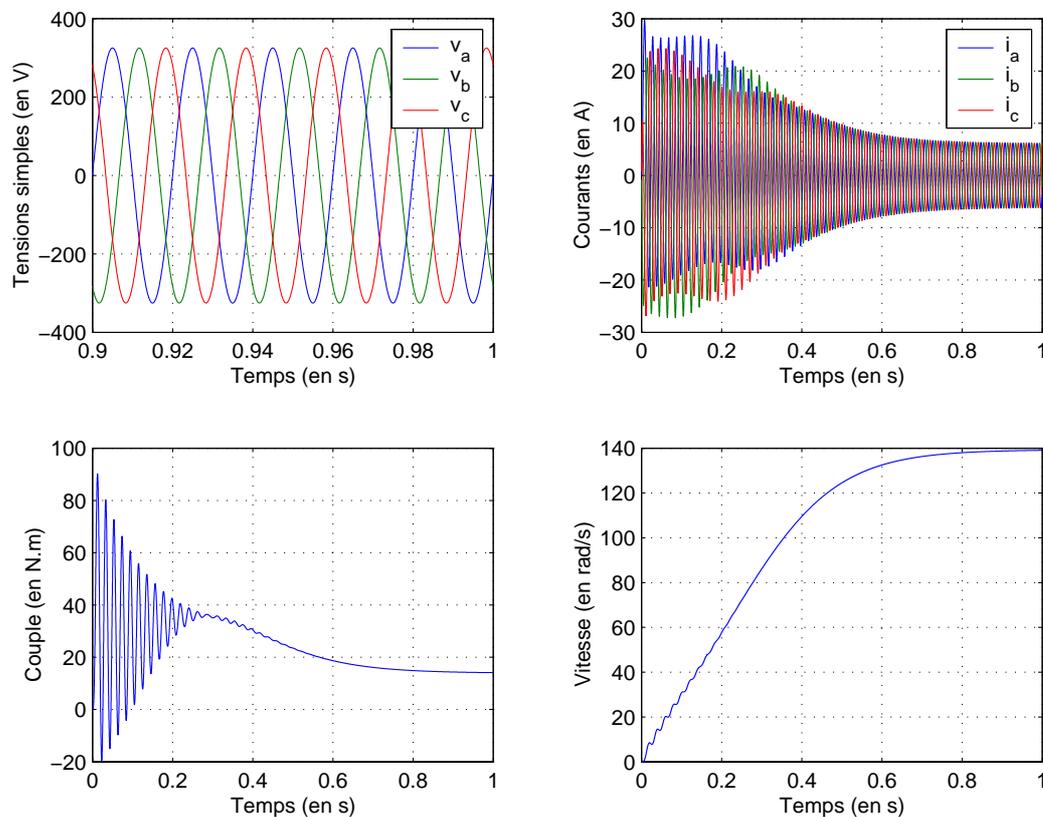


FIG. 4.12 – Simulation de démarrage d'une MADA à rotor en court-circuit

### 4.6.4 Modèle d'état de la MADA et stabilité

Si on se réfère que SDP de la MADA (dans son repère statorique) proposé à la figure 4.5, on peut aisément établir le modèle d'état de la machine sous une forme

$$\begin{cases} \frac{d\mathbf{x}}{dt} = \underline{A}(\Omega) \cdot \mathbf{x} + \underline{B} \cdot \mathbf{u} \\ \mathbf{y} = \underline{C} \cdot \mathbf{x} \end{cases} \quad (4.80)$$

en notant que la vitesse  $\Omega$  de la machine est imposée comme paramètre à notre modèle et en considérant les vecteurs  $\mathbf{x}$ ,  $\mathbf{u}$  et  $\mathbf{y}$  définis comme suit

$$\begin{cases} \mathbf{x} = (\underline{i}_\mu, \underline{i}_r)^t \\ \mathbf{u} = (\underline{v}_s, \underline{v}_r)^t \\ \mathbf{y} = (\underline{i}_s, \underline{i}_r)^t \end{cases}$$

Et les expressions des matrices  $\underline{A}(\Omega)$ ,  $\underline{B}$  et  $\underline{C}$  sont les suivantes

$$\underline{A}(\Omega) = \begin{pmatrix} -\frac{R_s}{L_{cs}} & \frac{mR_s}{L_{cs}} \\ \frac{mR_s + jpM\Omega}{\sigma L_{cr}} & -\frac{R_r + m^2 R_s}{\sigma L_{cr}} + jp\Omega \end{pmatrix} \quad (4.81)$$

$$\underline{B} = \begin{pmatrix} \frac{1}{L_{cs}} & 0 \\ -\frac{1}{\sigma L_{cr}} & \frac{1}{\sigma L_{cr}} \end{pmatrix} \quad (4.82)$$

$$\underline{C} = \begin{pmatrix} 1 & -m \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (4.83)$$

mais pour l'étude de la stabilité, il est souhaitable d'effectuer un passage vers une formulation réelle de même forme

$$\begin{cases} \frac{d\mathbf{x}}{dt} = A(\Omega) \cdot \mathbf{x} + B \cdot \mathbf{u} \\ \mathbf{y} = C \cdot \mathbf{x} \end{cases}$$

avec les vecteurs suivants

$$\begin{cases} \mathbf{x} = (i_{\mu d}, i_{\mu q}, i_{rd}, i_{rq})^t \\ \mathbf{u} = (v_{sd}, v_{sq}, v_{rd}, v_{rq})^t \\ \mathbf{y} = (i_{sd}, i_{sq}, i_{rd}, i_{rq})^t \end{cases}$$

et où les matrices  $A(\Omega)$ ,  $B$  et  $C$  peuvent s'écrire sous forme d'une partition de matrices  $2 \times 2$  très proches des expressions définies en (4.81), (4.82) et (4.83) pour la formulation complexe.

$$A(\Omega) = \begin{pmatrix} -\frac{R_s}{L_{cs}} \mathbb{I}_2 & \frac{mR_s}{L_{cs}} \mathbb{I}_2 \\ \frac{mR_s}{\sigma L_{cr}} \mathbb{I}_2 + \frac{pM\Omega}{\sigma L_{cr}} \mathbb{J}_2 & -\frac{R_r + m^2 R_s}{\sigma L_{cr}} \mathbb{I}_2 + p\Omega \mathbb{J}_2 \end{pmatrix} \quad (4.84)$$

$$B = \begin{pmatrix} \frac{1}{L_{cs}} \mathbb{I}_2 & \mathbb{O}_2 \\ -\frac{1}{\sigma L_{cr}} \mathbb{I}_2 & \frac{1}{\sigma L_{cr}} \mathbb{I}_2 \end{pmatrix} \quad (4.85)$$

$$C = \begin{pmatrix} \mathbb{I}_2 & -m \mathbb{I}_2 \\ \mathbb{O}_2 & \mathbb{I}_2 \end{pmatrix} \quad (4.86)$$

En effet, on a introduit ici les matrices  $\mathbb{I}_2$ ,  $\mathbb{J}_2$  et  $\mathbb{O}_2$  correspondant respectivement aux scalaires complexes 1,  $j$  et 0 (les définitions de ces matrices sont rappelées dans l'annexe B) :

$$\mathbb{I}_2 = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}; \quad \mathbb{J}_2 = \begin{pmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix}; \quad \mathbb{O}_2 = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (4.87)$$

Avec ce modèle d'état, on peut ensuite appliquer tous les outils associés de l'automatique et notamment s'intéresser à la stabilité d'un tel système en calculant le lieu des valeurs propres de la matrice  $A(\Omega)$  pour une vitesse  $\Omega$  variant sur un intervalle donné. Un exemple d'application est illustré à la figure 4.13 avec la MADA de 4.5kW décrite à l'annexe C pour une vitesse variant entre 0 et 2000tr/min. On constate donc que les 4 valeurs propres sont à gauche de l'axe imaginaire et sont stables comme on pouvait s'y attendre avec une telle machine. Il est néanmoins nécessaire de relier ce résultat aux hypothèses associées à la modélisation retenue ici, à savoir :

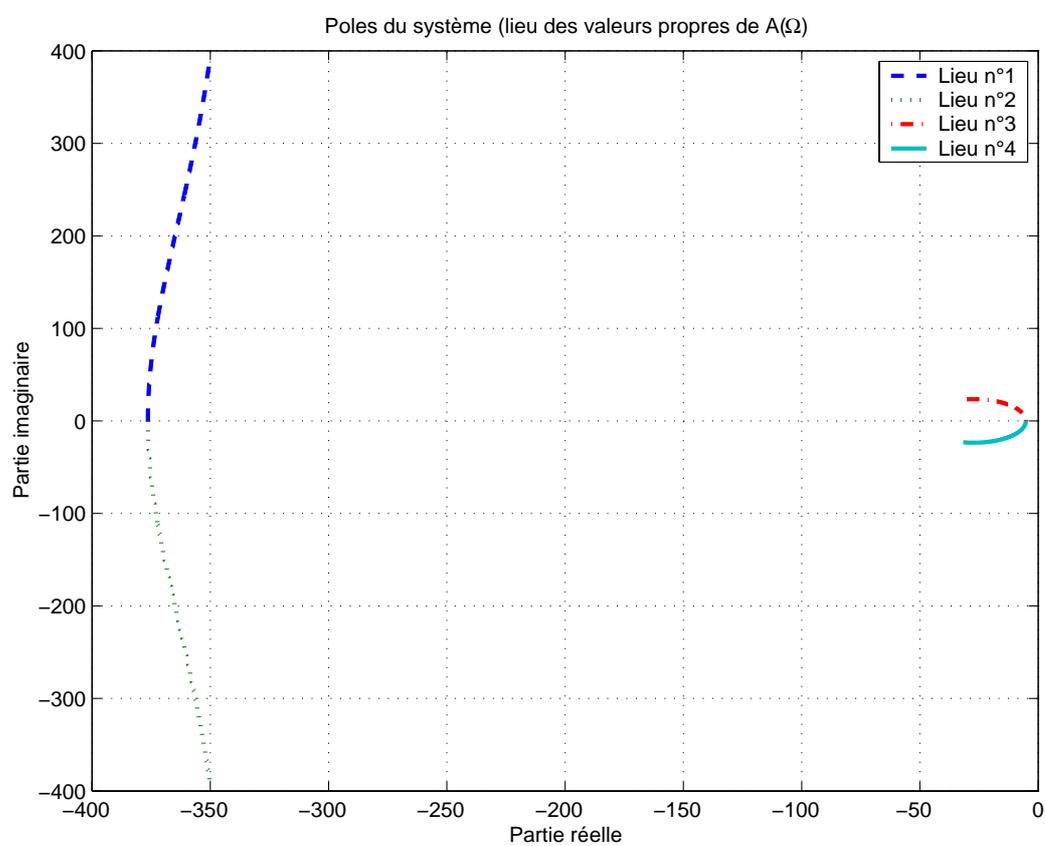


FIG. 4.13 – Lieu des pôles du système pour  $\Omega \in [0, 2000\text{tr}/\text{min}]$

- deux entrées en tensions  $\underline{v}_s$  et  $\underline{v}_r$
- une vitesse  $\Omega$  imposée

La première hypothèse correspond, en fonctionnement “générateur” à une alimentation du rotor par un onduleur idéal et à la connexion du stator à un réseau puissant car dans le cas d’un réseau autonome avec des condensateurs en parallèle, cela nécessiterait l’ajout de  $\underline{v}_s$  comme variable d’état complexe (*i.e.* deux variables d’état réelles  $v_{sd}$  et  $v_{sq}$ ). Et pour la deuxième hypothèse, on considère le cas d’une source mécanique puissante, caractéristique d’un entraînement par la turbine d’un avion, ou tout du moins ayant une inertie très grande (idéalement infinie). Dans le cas contraire, l’ajout de la vitesse comme variable d’état s’imposerait dans notre modélisation avec comme principale conséquence l’ajout d’une non-linéarité par l’expression du couple électromagnétique de la machine.



# Chapitre 5

## Modélisation de la cascade de MADA

### 5.1 Problématique de l'association des modèles

#### 5.1.1 Généralités

Dans ce chapitre, les grandeurs et paramètres associés à chaque machine seront identifiés par les indices 1 et 2 correspondant respectivement à la MADA n°1 et à la MADA n°2.

Tout d'abord, on peut proposer une structuration intuitive du modèle de la cascade basée sur une analyse modulaire du problème, à savoir une décomposition par élément physique :

- l'onduleur d'alimentation de la cascade
- la MADA n°1 (ou MADA de contrôle)
- la MADA n°2 (ou MADA de puissance)
- la charge (réseau à alimenter)

Or, l'alimentation d'une charge étant généralement faite en tension, on peut en première analyse considérer que le module "charge" a pour entrée la tension délivrée par la cascade et a pour sortie le courant qu'elle absorbe. Ainsi, de proche en proche, on peut remonter vers l'onduleur d'alimentation dont la nature est évidente : une source de tension (idéale ou non). Nous proposons donc une description de haut niveau du générateur et de sa charge à la figure 5.1 suivant cette analyse.

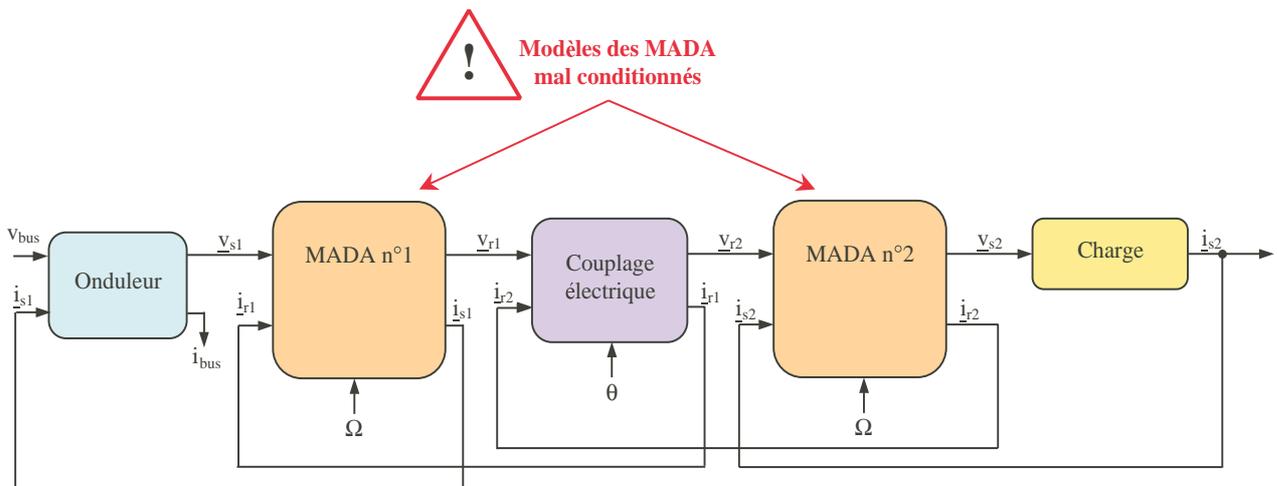


FIG. 5.1 – Schéma-blocs général intuitif de la cascade

On notera dans cette représentation que la partie mécanique du système est également modélisée :

les différentes machines constituant le générateur appliquent leurs couples respectifs (tous positifs car les machines ont été modélisées en convention moteur). On voit apparaître également sur la partie mécanique deux autres couples :

- le couple de la turbine d’entraînement (turbine d’avion)
- le couple de charge représentant le couple résistant global (sauf générateur électrique) constitué de la résistance de l’air (propulsion) et de la charge hydraulique (pompes pour les circuits hydrauliques)

Cette modélisation mécanique est applicable à d’autres problèmes et dans le cas d’un générateur de bord d’avion, on peut même faire l’hypothèse que la puissance  $(c_{e0} + c_{e1} + c_{e2}) \cdot \Omega$  “consommée” par le générateur électrique sur l’arbre est faible devant la puissance  $c_{turb} \cdot \Omega$  fournie par la turbine (l’essentiel de la puissance étant utilisée pour la propulsion et pour l’alimentation du circuit hydraulique). Ainsi, on pourra considérer que la vitesse  $\Omega$  est imposée au générateur électrique et que ce dernier n’a aucun impact sur elle :  $\Omega$  n’est donc plus une variable d’état mais plutôt un paramètre de notre système (générateur+charge).

### 5.1.2 Conditionnement

Il est toutefois à noter que le problème de modélisation ne réside pas dans la partie mécanique du système mais plutôt dans le couplage des éléments électriques car, bien que d’un point de vue fonctionnel, les interconnexions entrées/sorties de la représentation de la figure 5.1 soient valides, il est impossible de proposer une représentation correctement conditionnée des MADA sur cette base car la nature des sources n’a pas été prise en compte : les MADA (inductives) sont des sources de courants et non des sources de tensions.

L’impossibilité de produire un modèle bien conditionné des MADA signifie qu’on ne peut pas en donner un modèle d’état de la forme

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = f(\mathbf{x}, \mathbf{u}) \\ \mathbf{y} = g(\mathbf{x}, \mathbf{u}) \end{cases} \quad (5.1)$$

en considérant  $\mathbf{u} = (v_{s1}, i_{r1})^t$  pour la MADA n°1 et  $\mathbf{u} = (v_{r2}, i_{s2})^t$  pour la MADA n°2.

Une analyse systématique des différentes configurations d’entrées/sorties peut être faite [PAT 04] et cela permet de montrer que seule la configuration où les tensions sont les entrées et les courants des sorties est convenable. Il est à noter que cette analyse est immédiate par la seule observation du schéma dynamique phasoriel de la MADA établi dans le chapitre précédent (à la figure 4.5). En effet, la présence d’inductances montre la nature “sources de courants” du stator et du rotor de la MADA : *les méthodologies employées couramment en électronique de puissance s’appliquent naturellement* dans la mesure où nous avons un schéma électrique à notre disposition.

## 5.2 Association des deux MADA

Le modèle de la MADA étant établi sous forme de schéma électrique, il convient d’établir un schéma électrique de la connexion des deux MADA. Cette association électrique est réalisée par une interconnexion de leurs rotors (couplés également mécaniquement). Ce couplage est modélisé ici en supposant qu’il n’y a pas de défaut tel qu’une coupure de ligne et qu’il n’y a ni perte ni stockage d’énergie dans les connexions. On peut alors poser l’identité des puissances instantanées (au signe près) au niveau des rotors des deux machines [PAT 05a].

$$p_{r1} = -p_{r2} \quad (5.2)$$

avec

$$p_{rk} = v_{Dk}i_{Dk} + v_{Qk}i_{Qk} = \Re(\underline{v}_{rk} \cdot \underline{i}_{rk}^*) , \quad k = 1 \text{ ou } 2 \quad (5.3)$$

Deux cas de figure sont possibles :

- le couplage direct des phases des deux rotors
- l'inversion de deux phases d'une machine à l'autre

Le premier cas étant évident, nous ne présenterons pas sa mise en équations et nous donnerons uniquement son schéma équivalent. Nous allons nous attacher à étudier le second cas. Et pour cela, on peut noter la matrice de couplage  $C_-$  en tension<sup>1</sup> au niveau triphasé :

$$C_- = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \end{pmatrix} \quad (5.4)$$

et on pose  $(v_{3r2}) = C_-(v_{3r1})$  où le dernier indice correspond au numéro de la machine. En développant les expressions de ces systèmes triphasés en fonction des grandeurs de Park associées, il vient

$$(\mathbf{v}_{DQ2}) = C_{DQ}(\Sigma\xi_r) \cdot (\mathbf{v}_{DQ1}) \quad (5.5)$$

en notant que la matrice  $C_{DQ}(\Sigma\xi_r)$  peut se factoriser sous la forme suivante :

$$C_{DQ}(\Sigma\xi_r) = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{pmatrix} \cdot P(\Sigma\xi_r) \quad (5.6)$$

où  $P(\cdot)$  est la matrice de rotation déjà définie plus haut et où<sup>2</sup>

$$\Sigma\xi_r = \xi_{r1} + \xi_{r2} \quad (5.7)$$

Les valeurs des angles doit être cohérentes avec celles choisies pour la modélisation des deux machines (repères statoriques respectifs) :

$$\xi_{r1} = -p_1\theta \quad \text{et} \quad \xi_{r2} = -p_2\theta$$

Le modèle du couplage obtenu est donc *dépendant de la position du rotor*. Ensuite, il faut faire le lien entre les courants rotoriques des deux machines : ceci peut être effectué directement en posant une matrice  $D_-$  de couplage en courant, analogue à  $C_-$ , dans le domaine triphasé en observant les relations entre courants (en n'oubliant pas que les courants rotoriques des deux machines sont considérés entrants) ou encore à l'aide de la conservation de la puissance instantanée (relation (5.2)) en recherchant une matrice de couplage  $D_{DQ}(\Sigma\xi_r)$  dans le repère de Park telle que

$$(\mathbf{i}_{DQ2}) = D_{DQ}(\Sigma\xi_r) \cdot (\mathbf{i}_{DQ1}) \quad (5.8)$$

Nous avons en effet conservation de la puissance

$$(\mathbf{v}_{DQ1})^t \cdot (\mathbf{i}_{DQ1}) = -(\mathbf{v}_{DQ2})^t \cdot (\mathbf{i}_{DQ2}) \quad (5.9)$$

<sup>1</sup>Il s'agit d'une matrice de permutation ( $\det C_- = -1$ ). On notera par l'indice - le couplage inverse alors qu'un + sera utilisé pour désigner le couplage direct.

<sup>2</sup>Cette modélisation du couplage est donc à ce niveau totalement indépendante des choix de repères effectués pour les deux machines.

soit en développant

$$(\mathbf{v}_{DQ1})^t \cdot (\mathbf{i}_{DQ1}) = -(\mathbf{v}_{DQ1})^t \cdot C_{DQ}(\Sigma\xi_r)^t \cdot D_{DQ}(\Sigma\xi_r) \cdot (\mathbf{i}_{DQ1}) \quad (5.10)$$

Il faut donc nécessairement, à chaque instant (donc pour toute position du rotor), avoir la relation :

$$C_{DQ}(\Sigma\xi_r)^t \cdot D_{DQ}(\Sigma\xi_r) = -\mathbb{I}_2 \quad (5.11)$$

donc nous avons

$$D_{DQ}(\Sigma\xi_r) = \begin{pmatrix} -1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \cdot P(\Sigma\xi_r) \quad (5.12)$$

Le modèle doit ensuite être mis en cohérence avec les autres éléments analysés précédemment en reformulant ces relations par le biais de vecteurs complexes. Pour cela, il est nécessaire de rappeler une expression diagonalisée de la matrice de rotation  $P(\Sigma\xi_r)$  :

$$P(\Sigma\xi_r) = F_2 \cdot R(\Sigma\xi_r) \cdot \frac{1}{2} \cdot F_2^\dagger \quad (5.13)$$

où  $R(\cdot)$  est la matrice de rotation complexe<sup>3</sup> :

$$R(\Sigma\xi_r) = \begin{pmatrix} e^{j\Sigma\xi_r} & 0 \\ 0 & e^{-j\Sigma\xi_r} \end{pmatrix} \quad (5.14)$$

et où la matrice  $F_2$  est la matrice de Fortescue de dimension 2 :

$$F_2 = \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ -j & j \end{pmatrix} \quad (5.15)$$

On peut alors proposer les relations (5.5) et (5.8) sous forme factorisée :

$$(\mathbf{v}_{DQ2}) = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{pmatrix} \cdot F_2 \cdot R(\Sigma\xi_r) \cdot \frac{1}{2} \cdot F_2^\dagger \cdot (\mathbf{v}_{DQ1}) \quad (5.16)$$

et

$$(\mathbf{i}_{DQ1}) = F_2 \cdot R(-\Sigma\xi_r) \cdot \frac{1}{2} \cdot F_2^\dagger \cdot \begin{pmatrix} -1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \cdot (\mathbf{i}_{DQ2}) \quad (5.17)$$

On peut ensuite multiplier les deux membres de ces deux expressions par le vecteur  $\begin{pmatrix} 1 & j \end{pmatrix}$  pour obtenir les vecteurs complexes associés (à savoir dans l'ordre  $\underline{v}_{r2}$ ,  $\underline{v}_{r1}$ ,  $\underline{i}_{r1}$  et  $\underline{i}_{r2}$ ).

$$\underline{v}_{r2} = \begin{pmatrix} 1 & j \end{pmatrix} \cdot (\mathbf{v}_{DQ2}) = \begin{pmatrix} 1 & j \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{pmatrix} \cdot F_2 \cdot R(\Sigma\xi_r) \cdot \frac{1}{2} \cdot F_2^\dagger \cdot (\mathbf{v}_{DQ1}) \quad (5.18)$$

En développant cette expression, nous trouvons

$$\underline{v}_{r2} = e^{-j\Sigma\xi_r} \underline{v}_{r1}^* \quad (5.19)$$

<sup>3</sup>On rappelle que  $\dagger$  est un symbole utilisé pour la transconjugaison (matrice transposée conjuguée).

On procède de la même façon avec les courants

$$\underline{i}_{r1} = ( 1 \quad j ) \cdot F_2 \cdot R(-\Sigma\xi_r) \cdot \frac{1}{2} \cdot F_2^\dagger \cdot \begin{pmatrix} -1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \cdot (\underline{i}_{DQ2}) \quad (5.20)$$

et il vient

$$\underline{i}_{r1} = -e^{-j\Sigma\xi_r} \underline{i}_{r2}^* \quad (5.21)$$

On peut interpréter les équations (5.19) et (5.21) par un modèle sous forme de schéma électrique à l'aide de sources couplées (comme pour les deux MADA). Ce schéma équivalent est donné à la figure 5.2.

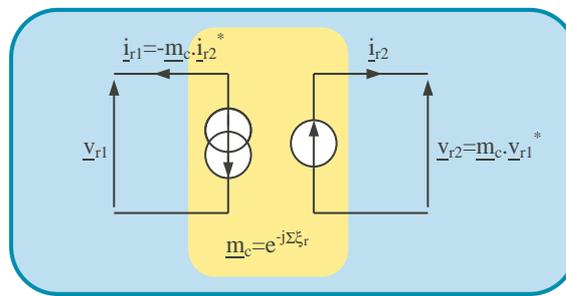


FIG. 5.2 – Schéma équivalent du couplage électrique des rotors

**Remarque 5.1** Les conventions prises pour les machines étant des courants entrants, nous considérons que les courants sont sortants pour le couplage, comme on peut le remarquer sur la figure.

**Remarque 5.2** Ce schéma, du fait de l'utilisation de l'angle  $\Sigma\xi_r$ , est indépendant du choix des repères de Park des deux machines. Toutefois, pour l'implantation réelle du modèle dans un simulateur, il sera nécessaire d'avoir un modèle cohérent avec ceux des deux machines en respectant la relation  $\Sigma\xi_r = \xi_{r1} + \xi_{r2}$ .

Les sources couplées peuvent être remplacées par le symbole d'un coupleur (transformateur) idéal dont la particularité est d'opérer une conjugaison sur les grandeurs entre les deux MADA : cette conjugaison est issue de l'inversion de deux phases. Ceci est une traduction par les phaseurs d'un résultat bien connu : l'inversion de deux phases transforme un système triphasé équilibré direct en un système inverse et ce changement d'ordre conduit à une inversion du sens du champ tournant dans une machine (et par suite l'inversion du sens de rotation d'une machine en fonctionnement moteur).

Pour mettre en évidence cette particularité du coupleur dans la configuration du couplage inverse des rotors, la conjugaison est marquée par le symbole \* surmontant le symbole du coupleur, comme

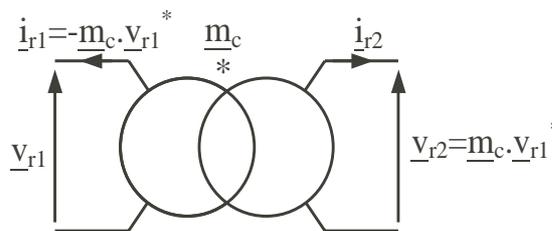


FIG. 5.3 – Symbole du coupleur complexe conjugué

on peut le voir à la figure 5.3. En outre, le rapport de transformation est un nombre complexe que nous noterons  $\underline{m}_c^-$  :

$$\underline{m}_c^- = e^{-j\Sigma\xi_r} \quad (5.22)$$

Dans le cas du couplage direct, nous avons un coupleur classique, dont le symbole est donné à la figure 5.4.

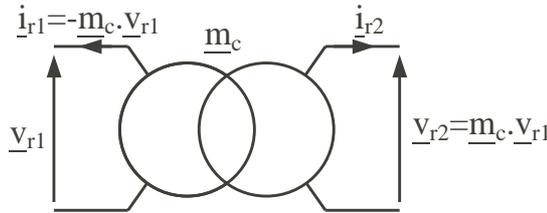


FIG. 5.4 – Modélisation du couplage direct

Mais son rapport de transformation  $\underline{m}_c^+$  est également complexe et lié, comme pour le couplage inverse, aux angles rotoriques des repères respectifs des deux machines :

$$\underline{m}_c^+ = e^{j\Delta\xi_r} \quad (5.23)$$

On dresse une synthèse des relations de couplage dans le tableau 5.1, relatifs aux conventions prises aux figures 5.3 et 5.4.

	Couplage direct	Couplage inverse
Relations entre tensions	$\underline{v}_2 = \underline{m}_c^+ \cdot \underline{v}_1$	$\underline{v}_2 = \underline{m}_c^- \cdot \underline{v}_1^*$
Relations entre courants	$\underline{i}_1 = -\underline{m}_c^+ \cdot \underline{i}_2$	$\underline{i}_1 = -\underline{m}_c^- \cdot \underline{i}_2^*$

TAB. 5.1 – Relations de couplage dans les cas direct et inverse

## 5.3 Outils pour un modèle global de la cascade

### 5.3.1 Méthodologie générale

Le modèle complet de la cascade est obtenu par interconnexion des éléments (les deux MADA et le transformateur de couplage). Nous obtenons un schéma dynamique phasorial initial que nous devons simplifier en vue de

- la simulation, car il faut un modèle bien conditionné
- la commande, car les variables d'état à identifier sont associées aux composants réactifs du schéma, comme cela sera présenté au chapitre 8.

Nous avons, à la figure 5.5, deux SDP associés aux deux configurations de couplage rotorique (a - couplage direct, b - couplage inverse).

### 5.3.2 Transformations du modèle initial en vue de la fusion

Pour les deux types de couplage, on doit effectuer une transformation *en fusionnant les "impédances rotoriques"* des deux MADA afin d'obtenir le schéma "bien conditionné" recherché. Pour cela, nous allons étudier le report d'impédances entre primaire et secondaire d'un transformateur idéal dans les 3 cas suivants :

- transformateur réel (à rapport considéré constant)
- transformateur complexe (à rapport variable)

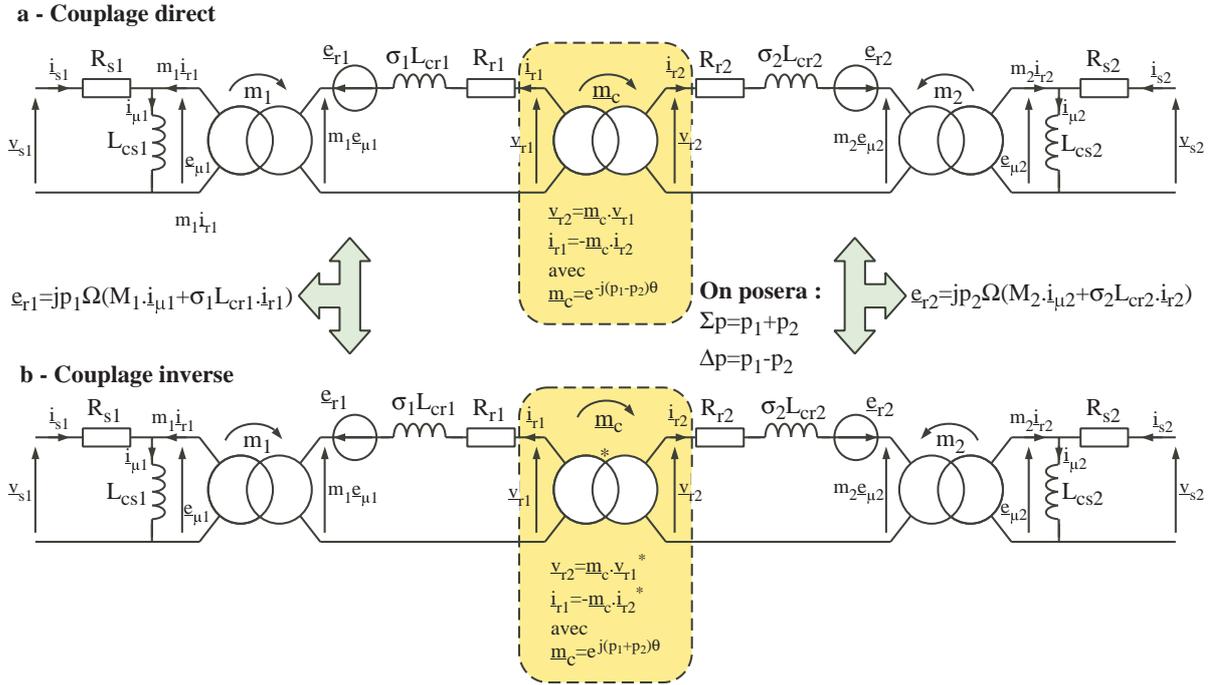


FIG. 5.5 – Schémas Dynamiques Phasoriels de la cascade pour les deux types de couplages rotoriques

- transformateur complexe conjugué (à rapport variable)

Et pour ces 3 cas, nous nous intéresserons à 3 types d'éléments reportés entre primaire et secondaire :

- résistance
- source de tension (f.e.m.)
- inductance

La synthèse des résultats est donnée aux figures 5.6 (résistances), 5.7 (f.e.m) et 5.8 (inductances). Sur ces **trois figures**, il est **important de noter la convention prise pour les courants** :

- entrant au “primaire” (*i.e.* pour le courant noté  $\underline{i}_1$ )
- sortant au “secondaire” (*i.e.* pour le courant noté  $\underline{i}_2$ )

La **deuxième remarque importante** porte sur le **caractère variable des rapports de transformations complexes** (transformateurs complexe et complexe conjugué) : on se limitera au cas où seul l'argument  $\varphi(t)$  est **variable**, le **module**  $M$  restant **constant**. On pourra donc écrire ce rapport complexe  $\underline{m}(t)$  d'une manière générique sous la forme

$$\underline{m}(t) = M \cdot e^{j\varphi(t)} \quad (5.24)$$

Cette restriction se justifie par le fait qu'il s'agit du seul cas rencontrée dans notre étude.

### 5.3.2.1 Report de résistance

Le report de résistance est le cas *le plus simple*. Nous avons en effet tout d'abord dans le *cas réel*

$$\underline{v}_2 = m \cdot \underline{v}_1 - R \cdot \underline{i}_2 \quad (5.25)$$

que l'on souhaite transformer de la manière suivante

$$\underline{v}_2 = m \cdot (\underline{v}_1 - R_{eq} \cdot \underline{i}_1) = m \cdot \underline{v}_1 - m \cdot R_{eq} \cdot \underline{i}_1 \quad (5.26)$$

Or, en posant la relation entre les courants dans un transformateur idéal

$$\underline{i}_1 = m \cdot \underline{i}_2 \quad (5.27)$$

il vient

$$R_{eq} = \frac{R}{m^2} \quad (5.28)$$

Ensuite, nous pouvons nous intéresser au *cas complexe*, pour lequel nous pouvons reprendre les équations (5.25), (5.26) et (5.27) en remplaçant le rapport de transformation réel  $m$  par un nouveau rapport complexe  $\underline{m}$ . Ainsi, il vient

$$R_{eq} = \frac{R}{|\underline{m}|^2} \quad (5.29)$$

et dans le cas où  $|\underline{m}| = 1$ , nous avons

$$R_{eq} = R \quad (5.30)$$

Par contre, le *cas complexe conjugué* diffère des deux premiers car

$$\underline{v}_2 = \underline{m} \cdot \underline{v}_1^* - R \cdot \underline{i}_2 \quad (5.31)$$

et nous souhaitons trouver une expression de la forme

$$\underline{v}_2 = \underline{m} \cdot (\underline{v}_1 - R_{eq} \cdot \underline{i}_1)^* = \underline{m} \cdot \underline{v}_1^* - \underline{m} \cdot R_{eq} \cdot \underline{i}_1^* \quad (5.32)$$

et il s'agit alors de noter

$$\underline{i}_1 = \underline{m} \cdot \underline{i}_2^* \quad (5.33)$$

d'où

$$\underline{v}_2 = \underline{m} \cdot (\underline{v}_1 - R_{eq} \cdot \underline{i}_1)^* = \underline{m} \cdot \underline{v}_1^* - |\underline{m}|^2 \cdot R_{eq} \cdot \underline{i}_2$$

Et par identification, nous obtenons le même résultat que 5.29

$$R_{eq} = \frac{R}{|\underline{m}|^2} \quad (5.34)$$

On constate donc que le résultat est le même que dans le cas complexe simple.

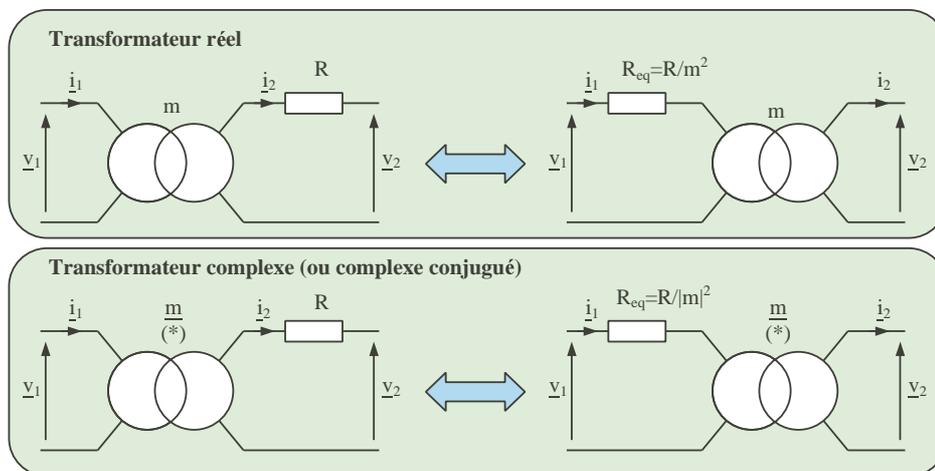


FIG. 5.6 – Reports de résistances (équations génériques)

5.3.2.2 Report de f.e.m.

Le report de f.e.m. est également un cas simple.

Reprenons le *cas réel* avec

$$\underline{v}_2 = m \cdot \underline{v}_1 - \underline{e} \tag{5.35}$$

que l'on souhaite transformer de la manière suivante

$$\underline{v}_2 = m \cdot (\underline{v}_1 - \underline{e}_{eq}) = m \cdot \underline{v}_1 - m \cdot \underline{e}_{eq} \tag{5.36}$$

d'où

$$\underline{e}_{eq} = \frac{\underline{e}}{m} \tag{5.37}$$

Dans le *cas complexe*, nous reprenons les mêmes équations avec un rapport de transformation complexe  $\underline{m}$  au lieu de  $m$  réel. Nous obtenons de même

$$\underline{e}_{eq} = \frac{\underline{e}}{\underline{m}} \tag{5.38}$$

et pour  $|\underline{m}| = 1$ , nous avons

$$\underline{e}_{eq} = \underline{m}^* \cdot \underline{e} \tag{5.39}$$

Ensuite, le *cas complexe conjugué* nous donne

$$\underline{v}_2 = \underline{m} \cdot \underline{v}_1^* - \underline{e} \tag{5.40}$$

qu'il s'agit de transformer en

$$\underline{v}_2 = \underline{m} \cdot (\underline{v}_1 - \underline{e}_{eq})^* = \underline{m} \cdot \underline{v}_1^* - \underline{m} \cdot \underline{e}_{eq}^* \tag{5.41}$$

d'où

$$\underline{e}_{eq} = \left( \frac{\underline{e}}{\underline{m}} \right)^* \tag{5.42}$$

et pour  $|\underline{m}| = 1$ , nous avons

$$\underline{e}_{eq} = \underline{m} \cdot \underline{e}^* \tag{5.43}$$

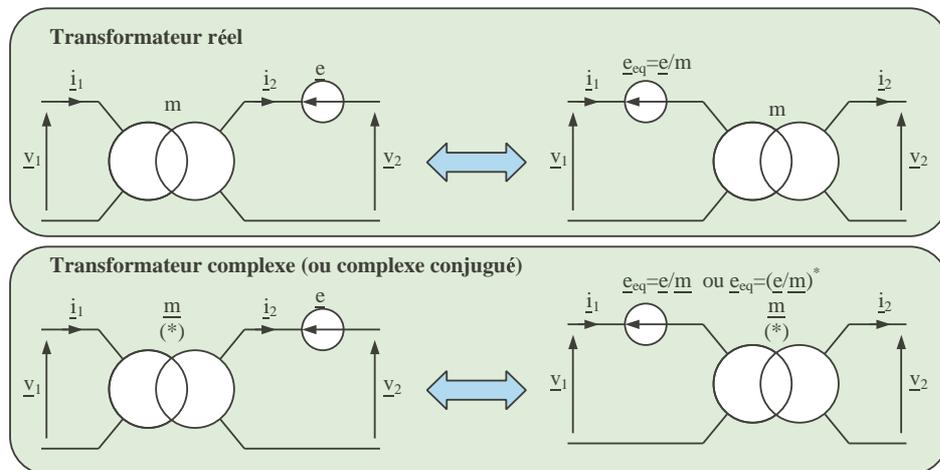


FIG. 5.7 – Reports de f.e.m.

### 5.3.2.3 Report d'inductance

Le report de plus délicat est celui de l'inductance.

Toutefois, celui-ci est immédiat dans le *cas réel* car identique à celui de la résistance (car le rapport  $m$  est constant). En effet, nous avons

$$L_{eq} = \frac{L}{m^2} \quad (5.44)$$

Par contre, dans le *cas complexe*, pour lequel nous avons fait l'hypothèse d'un rapport variable  $\underline{m}$ , tant pour le cas simple que conjugué, le résultat est inhabituel. D'abord le cas complexe simple, pour lequel nous avons

$$\underline{v}_2 = \underline{m} \cdot \underline{v}_1 - L \frac{d}{dt} [\underline{i}_2] \quad (5.45)$$

On remplace alors  $\underline{i}_2$  par l'expression suivante

$$\underline{i}_2 = \frac{\underline{i}_1}{\underline{m}} = \frac{\underline{m}^*}{|\underline{m}|^2} \underline{i}_1 \quad (5.46)$$

Nous obtenons donc

$$\underline{v}_2 = \underline{m} \cdot \underline{v}_1 - \frac{L}{|\underline{m}|^2} \frac{d}{dt} [\underline{m}^* \cdot \underline{i}_1] = \underline{m} \cdot \left( \underline{v}_1 - \frac{\underline{m}^*}{\underline{m}} \cdot \frac{L}{|\underline{m}|^2} \cdot \frac{d}{dt} [\underline{i}_1] - \frac{1}{\underline{m}} \frac{d}{dt} [\underline{m}^*] \cdot \frac{L \cdot \underline{i}_1}{|\underline{m}|^2} \right) \quad (5.47)$$

On arrive finalement à un résultat attendu (du fait du rapport de transformation variable) avec une inductance en série avec une source de tension. Mais il y a néanmoins un résultat nouveau : l'*inductance obtenue est complexe* (et variable puisque  $\underline{m}$  et donc  $\underline{m}^*$  sont variables) :

$$\begin{cases} \underline{L}_{eq} = \frac{\underline{m}^*}{\underline{m}} \cdot \frac{L}{|\underline{m}|^2} \\ \underline{e}_{eq} = \frac{1}{\underline{m}} \frac{d}{dt} [\underline{m}^*] \cdot \frac{L \cdot \underline{i}_1}{|\underline{m}|^2} \end{cases} \quad (5.48)$$

et toujours pour le cas où  $|\underline{m}| = 1$ , nous avons

$$\begin{cases} \underline{L}_{eq} = \underline{m}^{*2} \cdot L \\ \underline{e}_{eq} = \underline{m}^* \frac{d}{dt} [\underline{m}^*] \cdot L \cdot \underline{i}_1 \end{cases} \quad (5.49)$$

Nous arrivons au *cas complexe conjugué*, qui paradoxalement, donne un résultat *plus simple*

$$\underline{v}_2 = \underline{m} \cdot \underline{v}_1^* - L \frac{d}{dt} [\underline{i}_2] \quad (5.50)$$

On remplace alors  $\underline{i}_2$  par l'expression suivante

$$\underline{i}_2 = \left( \frac{\underline{i}_1}{\underline{m}} \right)^* = \frac{\underline{m}}{|\underline{m}|^2} \underline{i}_1^* \quad (5.51)$$

Nous obtenons donc

$$\underline{v}_2 = \underline{m} \cdot \underline{v}_1^* - \frac{L}{|\underline{m}|^2} \frac{d}{dt} [\underline{m} \cdot \underline{i}_1^*] = \underline{m} \cdot \left( \underline{v}_1^* - \frac{L}{|\underline{m}|^2} \cdot \frac{d}{dt} [\underline{i}_1] - \frac{1}{\underline{m}^*} \frac{d}{dt} [\underline{m}^*] \cdot \frac{L \cdot \underline{i}_1}{|\underline{m}|^2} \right)^* \quad (5.52)$$

On arrive finalement à un résultat attendu (du fait du rapport de transformation variable) avec une inductance en série avec une source de tension. Mais il y a néanmoins un résultat intéressant : l'*inductance obtenue est réelle* (et variable puisque  $\underline{m}$  et donc  $\underline{m}^*$  sont variables) :

$$\begin{cases} \underline{L}_{eq} = \frac{L}{|\underline{m}|^2} \\ \underline{e}_{eq} = \frac{1}{\underline{m}^*} \frac{d}{dt} [\underline{m}^*] \cdot \frac{L \cdot \underline{i}_1}{|\underline{m}|^2} \end{cases} \quad (5.53)$$

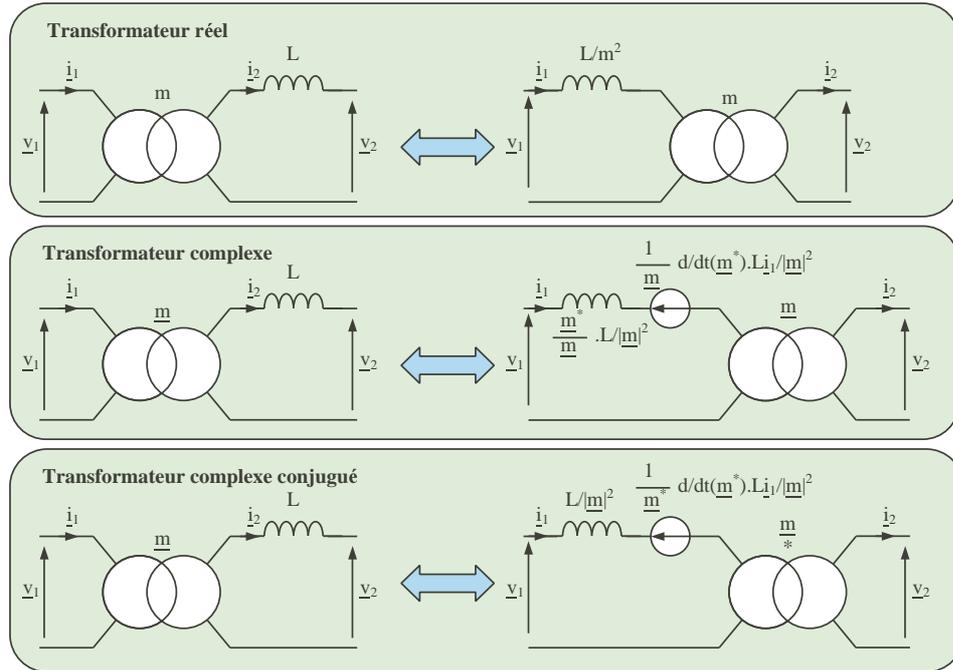


FIG. 5.8 – Reports d'inductances

**Remarque :** pour le cas fréquent où  $|\underline{m}| = 1$ , nous avons

$$\begin{cases} \underline{L}_{eq} = L \\ \underline{e}_{eq} = \underline{m} \frac{d}{dt} [\underline{m}^*] \cdot L \cdot \underline{i}_1 \end{cases} \quad (5.54)$$

Ces résultats de transformation peuvent être directement appliqués aux SDP de la cascade, avec les deux types de couplage dans la mesure où nous avons examiné l'ensemble des cas de figure et que les cas qui nous intéressent sont :

- le transformateur complexe
- et le transformateur complexe conjugué

avec dans les deux cas un rapport de transformation  $\underline{m}$  dépendant explicitement de la position du rotor de la machine, et donc implicitement du temps.

En outre, les rapports de transformation dans les deux cas ont un module égal à 1.

### 5.3.3 Cas du couplage inverse

La figure 5.9 illustre étape par étape la transformation du schéma dynamique phasoriel de la cascade dans le cas du couplage inverse (cas le plus intéressant a priori). L'étape *a* reprend le schéma déjà proposé à la figure 5.5. L'étape *b* montre le report de la résistance  $R_{r2}$ , de la f.e.m.  $\underline{e}_{r2}$  et de l'inductance  $\sigma_2 L_{cr2}$  du côté du rotor de la MADA n°1. Enfin, l'étape *c* montre la fusion de deux transformateurs en cascade (l'un complexe conjugué, l'autre réel). On peut montrer que le coupleur global est complexe conjugué. Le rapport de transformation obtenu, noté  $\underline{m}_t$  a pour expression

$$\underline{m}_t = m_2 \cdot \underline{m}_c \quad (5.55)$$

Bien évidemment, ce rapport de transformation complexe n'a plus nécessairement un module unitaire car, dans le cas général,  $m_2 \neq 1$ .

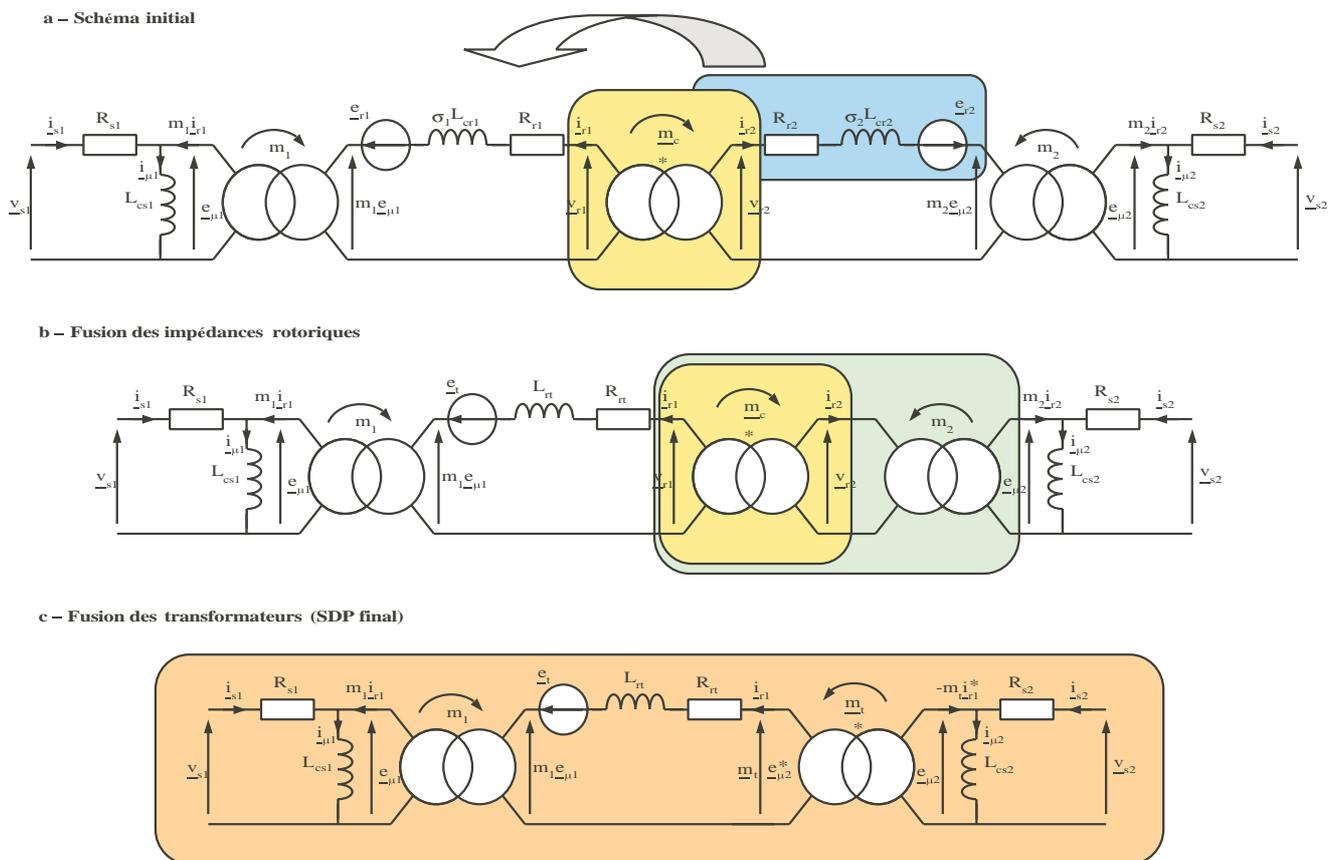


FIG. 5.9 – Transformation du schéma dynamique phasorial global de la cascade des deux MADA (couplage inverse)

La fusion introduit les nouveaux paramètres

$$\begin{cases} R_{rt} = R_{r1} + R_{r2} \\ L_{rt} = \sigma_1 \cdot L_{cr1} + \sigma_2 \cdot L_{cr2} \\ \underline{e}_t = \underline{e}_{r1} - \underline{m}_c \cdot \underline{e}_{r2}^* - j\Sigma p \cdot \sigma_2 \cdot L_{cr2} \cdot \Omega \cdot \underline{i}_r^* \end{cases} \quad (5.56)$$

où nous avons

$$\begin{cases} \underline{e}_{r1} = jp_1 \Omega (M_1 \cdot \underline{i}_{\mu 1} + \sigma_1 L_{cr1} \cdot \underline{i}_{r1}) \\ \underline{e}_{r2} = jp_2 \Omega (M_2 \cdot \underline{i}_{\mu 2} + \sigma_2 L_{cr2} \cdot \underline{i}_{r2}) \end{cases} \quad (5.57)$$

Or, dans le schéma final, nous avons éliminé  $\underline{i}_{r2}$  pour ne garder que  $\underline{i}_{r1} = \underline{i}_r$ . Pour cela, nous posons

$$\underline{i}_{r2} = -\underline{m}_c \cdot \underline{i}_{r1}^* = -\underline{m}_c \cdot \underline{i}_r^* \quad (5.58)$$

Nous obtenons donc

$$\underline{e}_{r2} = jp_2 \Omega (M_2 \cdot \underline{i}_{\mu 2} + \sigma_2 L_{cr2} \cdot \underline{m}_c \cdot \underline{i}_r^*) \quad (5.59)$$

Par suite, nous avons

$$\underline{e}_t = jp_1 \Omega (M_1 \cdot \underline{i}_{\mu 1} + \sigma_1 L_{cr1} \cdot \underline{i}_r) - \underline{m}_c \cdot (jp_2 \Omega (M_2 \cdot \underline{i}_{\mu 2} + \sigma_2 L_{cr2} \cdot \underline{m}_c \cdot \underline{i}_r^*))^* - j\Sigma p \cdot \sigma_2 \cdot L_{cr2} \cdot \Omega \cdot \underline{i}_r^* \quad (5.60)$$

Cette expression est directement exploitable car ne dépendant plus que des variables (d'état) encore présentes dans le SDP final. Néanmoins, on peut proposer l'expression réduite suivante

$$\underline{e}_t = j\Omega (p_1 M_1 \cdot \underline{i}_{\mu 1} + p_2 M_2 \cdot \underline{m}_c \cdot \underline{i}_{\mu 2}^*) - jp_1 \cdot L_{rt} \cdot \Omega \cdot \underline{i}_r \quad (5.61)$$

#### 5.3.4 Cas du couplage direct

Dans le cas du couplage direct, nous ne détaillerons pas la démarche de transformation et on admettra que le schéma de la figure 5.5 peut être mis sous la forme de celui de la figure 5.10.

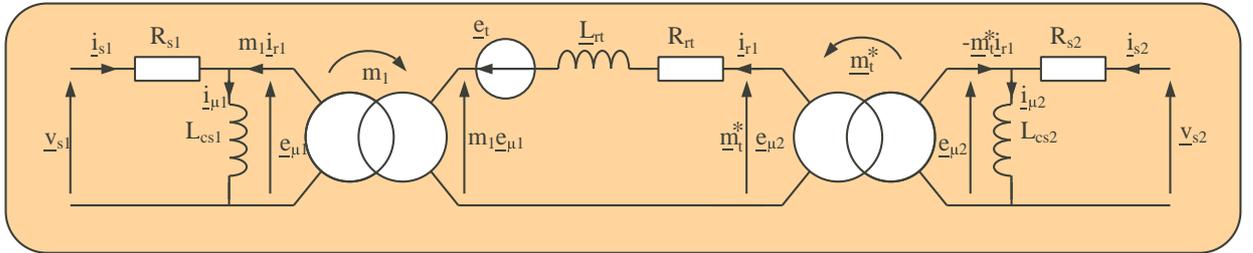


FIG. 5.10 – Transformation du schéma dynamique phasorial global de la cascade des deux MADA (couplage direct)

Comme pour le cas inverse, on peut expliciter les paramètres de ce SDP final, à savoir

$$\begin{cases} R_{rt} = R_{r1} + R_{r2} \\ \underline{L}_{rt} = \sigma_1 \cdot L_{cr1} + \underline{m}_c^* \cdot \sigma_2 \cdot L_{cr2} \\ \underline{e}_t = \underline{e}_{r1} - \underline{m}_c^* \cdot \underline{e}_{r2} + j\Delta p \cdot \sigma_2 \cdot L_{cr2} \cdot \Omega \cdot \underline{i}_r^* \end{cases}$$

Et comme pour le couplage inverse, on remplace  $\underline{i}_{r2}$  par sa valeur, à savoir

$$\underline{i}_{r2} = \underline{m}_c^* \cdot \underline{i}_{r1} = \underline{m}_c^* \cdot \underline{i}_r \quad (5.62)$$

dans l'expression de  $\underline{e}_{r2}$ . On obtient alors

$$\underline{e}_t = \underline{e}_{r1} - \underline{m}_c^* \cdot (jp_2 \Omega (M_2 \cdot \underline{i}_{\mu 2} + \sigma_2 L_{cr2} \cdot \underline{m}_c^* \cdot \underline{i}_r)) + j\Delta p \cdot \sigma_2 \cdot L_{cr2} \cdot \Omega \cdot \underline{i}_r^* \quad (5.63)$$

Ici aussi, on peut simplifier l'expression mais l'objectif consistant à exprimer  $\underline{e}_{r2}$  en fonction des seules variables d'état du SDP final est atteint. Ensuite, sur la base de ces transformations de SDP, nous allons dans les deux cas établir un modèle d'état qui sera exploité par la suite pour une étude de stabilité.

### 5.3.5 Modèles d'état

Ce schéma dynamique phasorial final est particulièrement utile car il nous permet d'établir de manière naturelle un modèle sous forme de schéma-blocs, proposé à la figure 5.11 ainsi qu'un modèle d'état dont les équations sont

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = A(\Omega, \theta) \cdot \mathbf{x} + B(\theta) \cdot \mathbf{u} \\ \mathbf{y} = C(\theta) \cdot \mathbf{x} \end{cases} \quad (5.64)$$

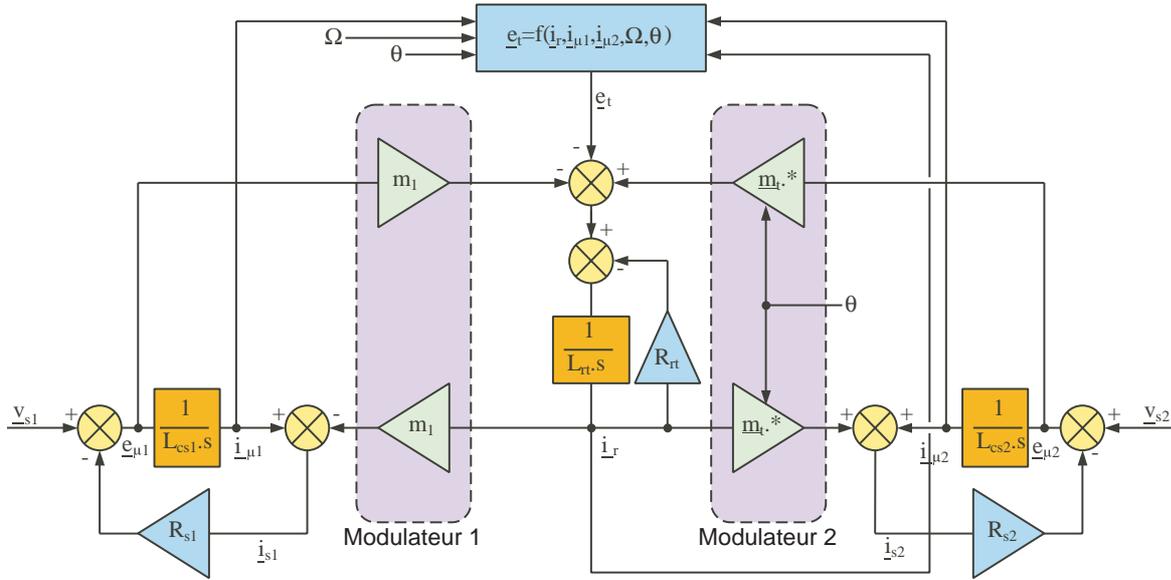


FIG. 5.11 – Schéma-blocs de la cascade avec couplage inverse (dans le cas direct, pas de conjugaison dans le modulateur 2 et une inductance  $\underline{L}_{rt}$  complexe dépendante de  $\theta$ )

avec

$$\begin{cases} \mathbf{x} = (\Re(\underline{i}_{\mu 1}), \Im(\underline{i}_{\mu 1}), \Re(\underline{i}_{\mu 2}), \Im(\underline{i}_{\mu 2}), \Re(\underline{i}_r), \Im(\underline{i}_r))^t \\ \mathbf{u} = (\Re(\underline{v}_{s1}), \Im(\underline{v}_{s1}), \Re(\underline{v}_{s2}), \Im(\underline{v}_{s2}))^t \\ \mathbf{y} = (\Re(\underline{i}_{s1}), \Im(\underline{i}_{s1}), \Re(\underline{i}_{s2}), \Im(\underline{i}_{s2}))^t \end{cases} \quad (5.65)$$

Dans le cas du couplage direct, il convient de noter que l'inductance complexe variable nécessite une transformation particulière en vue de la formulation matricielle. En effet, nous avons trouvé dans ce cas

$$\underline{L}_{rt} = \sigma_1 \cdot L_{cr1} + \underline{m}_c^{*2} \cdot \sigma_2 \cdot L_{cr2} \quad (5.66)$$

que nous pouvons traduire de manière matricielle de la manière suivante

$$\mathbb{L}_{rt} = \sigma_1 \cdot L_{cr1} \cdot \mathbb{I}_2 + \sigma_2 \cdot L_{cr2} \cdot P(2\Delta p \theta) \quad (5.67)$$

Cette matrice va ensuite devoir être inversée pour écrire l'équation d'état relative à  $\underline{i}_r$ . Pour cela, on propose la factorisation suivante

$$\mathbb{L}_{rt} = \sigma_1 \cdot L_{cr1} \cdot (\mathbb{I}_2 + \rho_L \cdot P(2\Delta p \theta)) \quad (5.68)$$

où on introduit le rapport de fuites  $\rho_L$  entre les deux MADA

$$\rho_L = \frac{\sigma_2 \cdot L_{cr2}}{\sigma_1 \cdot L_{cr1}} \quad (5.69)$$

et ensuite, nous posons la matrice  $\Lambda_2$ , définie comme suit

$$\Lambda_2 = (\mathbb{I}_2 + \rho_L \cdot P(2\Delta p\theta)) \quad (5.70)$$

et donc

$$\mathbb{L}_{rt} = \sigma_1 \cdot L_{cr1} \cdot \Lambda_2 \quad (5.71)$$

dont l'inverse est

$$\mathbb{L}_{rt}^{-1} = \frac{1}{\sigma_1 \cdot L_{cr1}} \cdot \Lambda_2^{-1} \quad (5.72)$$

Toutefois, il existe des cas où cette matrice n'est pas inversible. En effet, on peut calculer son déterminant.

$$\det(\Lambda_2) = 1 + 2\rho_L \cos(2\Delta p\theta) + \rho_L^2 \cos^2(2\Delta p\theta) + \rho_L (\sin^2(2\Delta p\theta)) > 0 \quad (5.73)$$

et effectuer un tracé de cette fonction pour  $\rho_L \in [0, 2]$  (par exemple) et  $2\Delta p\theta \in [-\pi; \pi]$ , nous obtenons alors le résultat de la figure 5.12.

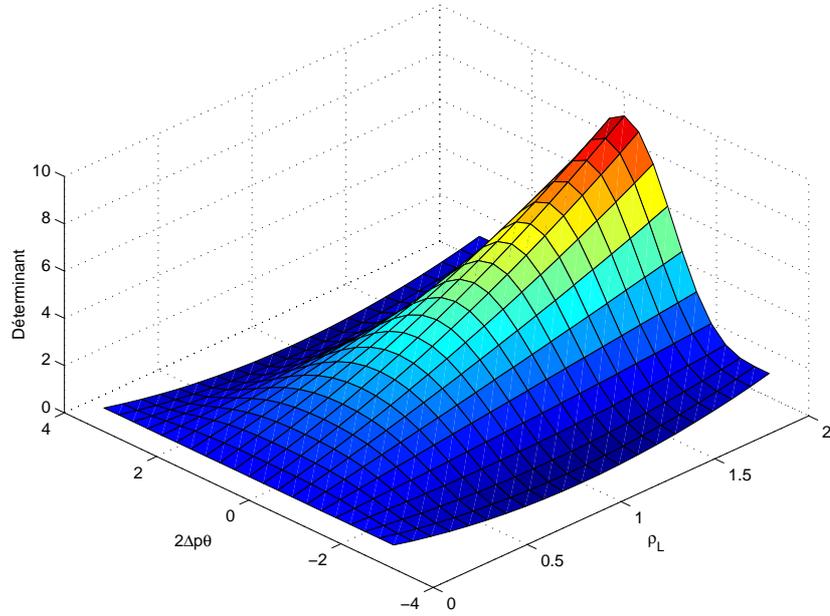


FIG. 5.12 – Tracé du déterminant de  $\Lambda_2$  en fonction de  $2\Delta p\theta$  et de  $\rho_L$

Et on peut voir que pour  $\rho_L = 1$  que le déterminant s'annule (cf. figure 5.13).

Ce résultat particulier montre par une autre facette du problème de l'architecture "cascade" que le couplage direct est une configuration problématique. Nous allons pour la suite de cette étude du modèle d'état nous limiter au seul cas du couplage inverse. Les matrices du modèle d'état (5.64) sont alors définies comme suit

$$\begin{aligned} A(\Omega, \theta) = A_-(\Omega, \theta) &= \begin{pmatrix} -\frac{R_{s1}}{L_{cs1}} \mathbb{I}_2 & \mathbb{O}_2 & \frac{m_1 R_{s1}}{L_{cs1}} \mathbb{I}_2 \\ \mathbb{O}_2 & -\frac{R_{s2}}{L_{cs2}} \mathbb{I}_2 & -\frac{m_2 R_{s2}}{L_{cs2}} P(\Sigma p\theta) \mathbb{K}_2 \\ \frac{1}{L_{rt}} \mathbb{A}_0^- & \frac{1}{L_{rt}} \mathbb{A}_1^- & \frac{1}{L_{rt}} \mathbb{A}_2^- \end{pmatrix} \\ B(\theta) = B_-(\theta) &= \begin{pmatrix} \frac{1}{L_{cs1}} \mathbb{I}_2 & \mathbb{O}_2 \\ \mathbb{O}_2 & \frac{1}{L_{cs2}} \mathbb{I}_2 \\ \frac{m_1}{L_{rt}} \mathbb{I}_2 & -\frac{m_2}{L_{rt}} P(\Sigma p\theta) \mathbb{K}_2 \end{pmatrix} \\ C(\theta) = C_-(\theta) &= \begin{pmatrix} \mathbb{I}_2 & \mathbb{O}_2 & -m_1 \mathbb{I}_2 \\ \mathbb{O}_2 & \mathbb{I}_2 & m_2 P(\Sigma p\theta) \mathbb{K}_2 \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (5.74)$$

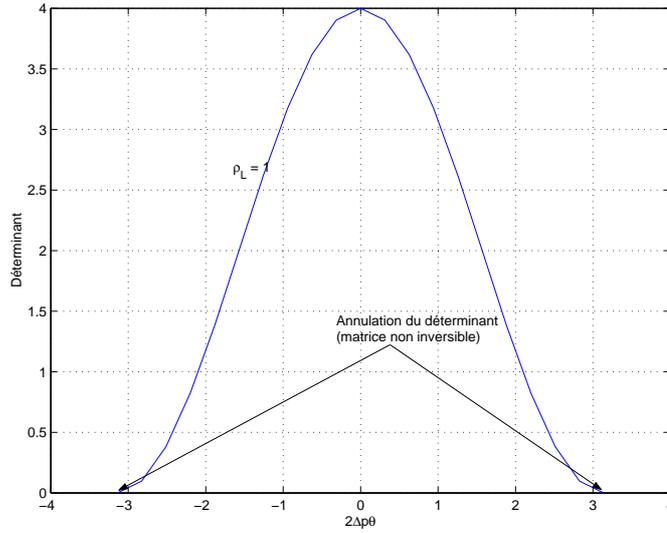


FIG. 5.13 – Annulation du déterminant pour certaines valeurs de  $2\Delta p\theta$  avec  $\rho_L = 1$

avec les coefficients matriciels ( $2 \times 2$ )  $\mathbb{A}_0^-$ ,  $\mathbb{A}_1^-$  et  $\mathbb{A}_2^-$  suivants :

$$\begin{cases} \mathbb{A}_0^- = m_1 R_{s1} \mathbb{I}_2 + p_1 M_1 \Omega \mathbb{J}_2 \\ \mathbb{A}_1^- = -(m_2 R_{s2} \mathbb{I}_2 + p_2 M_2 \Omega \mathbb{J}_2) \cdot P(\Sigma p\theta) \mathbb{K}_2 \\ \mathbb{A}_2^- = -(R_{rt} + m_1^2 R_{s1} + m_2^2 R_{s2}) \mathbb{I}_2 + p_1 \Omega \cdot L_{rt} \cdot \mathbb{J}_2 \end{cases} \quad (5.75)$$

Ce modèle est donc bien *linéaire*. Toutefois, il n'est *pas stationnaire* du fait de la présence de  $\Omega$  mais surtout de  $\theta$  dans les coefficients des matrices  $A$ ,  $B$  et  $C$ .

**Remarque 5.3** On rappelle que les matrices  $\mathbb{I}_2$ ,  $\mathbb{O}_2$ ,  $\mathbb{K}_2$  et  $P(\cdot)$  sont définies en annexe B, à la fin de ce mémoire.

## 5.4 Stabilité de la cascade

La stabilité intrinsèque de la cascade peut être évaluée à l'aide de son modèle d'état. La méthode générale pour l'étude de stabilité (applicable sur les systèmes non-linéaires) est basée sur le critère de Lyapunov qui s'intéresse à l'évolution de l'énergie du système, caractérisée par une fonction de Lyapunov  $S(t)$  telle que

$$S(t) = \mathbf{x}(t)^t \cdot \mathbf{x}(t) = \|\mathbf{x}(t)\|^2 \quad (5.76)$$

Tandis que dans le cas d'un système linéaire invariant (SLI), il suffit de vérifier que les valeurs propres de la matrice  $A$  (*i.e.* les pôles du système) dont à partie réelle négative pour s'assurer de la stabilité. Par contre, cette propriété ne peut s'appliquer à un système variant dans le temps (LTV) dans la mesure où la représentation linéaire peut se révéler être une simplification de représentation masquant une complexité plus grande (e.g. dépendance en  $\Omega$  du modèle des machines à courants alternatifs par exemple<sup>4</sup>). Toutefois, les systèmes LTV constituent une classe de systèmes plus vaste que ce que peut laisser penser l'exemple des machines à courants alternatifs. En effet, dans ce cas précis, le modèle est rigoureusement connu et on considère  $\Omega$  comme un paramètre susceptible de varier dans une plage de valeurs connue ( $\Omega \in [0; \Omega_{\max}]$ ). On parle alors de système à variation paramétrique (LPV). Il s'agit du cas qui nous intéresse ici au vu des matrices  $A$ ,  $B$  et  $C$  établies dans la section précédente. Toutefois,

<sup>4</sup>Dans ce cas, on admet néanmoins que la dynamique mécanique est lente par rapport à la dynamique électrique. Dans ce cas, le lieu des pôles offre une preuve de stabilité. On peut parler de systèmes linéaires à variations lentes.

nous avons une dépendance des matrices à la fois en  $\Omega$  et en  $\theta$ . Or, il n'est pas question, avec la dépendance en  $\theta$  de supposer que le système est à variation lente.

On peut toutefois apporter quelques informations sur ces variations paramétriques dans le cas de notre générateur dans la mesure où les deux paramètres sont bornés :

$$\begin{aligned}\Omega &\in [\Omega_{\min}; \Omega_{\max}] \\ \theta &\in [0; 2\pi]\end{aligned}\tag{5.77}$$

Or, il existe un résultat [APK 95] permettant d'analyser la stabilité d'un tel système (par des *méthodes propres aux systèmes linéaires*) et par extension la robustesse d'une commande lorsque les variations des paramètres couvre un *polytope* donné. On peut considérer que  $\Omega$  est bien à variation lente (supposée constante sur une rotation par exemple) et la variation paramétrique se limite à  $\theta$ . Dans la mesure où l'étude faite dans [APK 95] s'applique à des systèmes pour lesquels les matrices  $A$ ,  $B$  et  $C$  sont une "dépendance affine" au vecteur  $\Theta$  des paramètres, il convient de noter

$$\Theta = \begin{pmatrix} \cos \theta \\ \sin \theta \end{pmatrix}\tag{5.78}$$

pour lequel nous conservons un domaine de variation polytopique car

$$\begin{aligned}-1 &\leq \cos \theta \leq 1 \\ -1 &\leq \sin \theta \leq 1\end{aligned}\tag{5.79}$$

En fait, une étude numérique rapide de l'évolution des valeurs propres de  $A(\Omega, \theta)$  (*i.e.* des pôles du système) en fonction de la position du rotor  $\theta$  montre qu'ils ne sont pas influencés et restent constants sur un tour. Ils sont bien évidemment dépendants de  $\Omega$  mais cette dépendance lente nous ramène dans le cas classique d'étude de stabilité d'un SLI. On peut alors tracer un lieu des pôles en fonction de  $\Omega$ . Ici, nous considérons les deux MADA de la cascade du banc d'essais dont les paramètres sont donnés à l'annexe C. S'agissant de machines à 2 paires de pôles, la vitesse de synchronisme de la cascade est de 750tr/min. Nous choisissons donc une plage de variation de vitesse allant de 500 à 1000tr/min. Le tracé du lieu des pôles de la figure 5.14 est obtenu pour un pas de variation de 10tr/min.

On constate que notre système présente 6 pôles stables, dont la position dans le plan complexe est analogue à celui de la MADA seule car les lieux décrits en fonction de la vitesse sont similaires, bien que les valeurs numériques soient différentes, s'agissant de machines différentes. On peut néanmoins intuitivement que les pôles à dynamique rapide correspondent au circuit rotorique (faible constante de temps) alors que les pôles à dynamiques lentes sont plutôt associées aux inductances magnétisantes des deux machines.

## 5.5 Schémas dynamiques phasoriels et pulsations

Les schémas dynamiques phasoriels peuvent être utilisés pour vérifier qualitativement le comportement de la cascade sur la base de l'analyse du comportement idéal déjà étudié précédemment. Tout d'abord, il est facile de vérifier les relations entre fréquences en notant qu'un rapport de transformation complexe se comporte comme un "changeur de fréquence". En effet, la transformation

$$\underline{x}_2 = e^{jk\theta} \cdot \underline{x}_1\tag{5.80}$$

crée un lien entre les pulsations des grandeurs  $\underline{x}_1$  et  $\underline{x}_2$  (en RPS). Si on considère que  $\underline{x}_1$  est à une pulsation notée  $\omega_1$ , nous avons  $\underline{x}_2$  de pulsation  $\omega_2$  telle que

$$\omega_2 = k\Omega + \omega_1\tag{5.81}$$

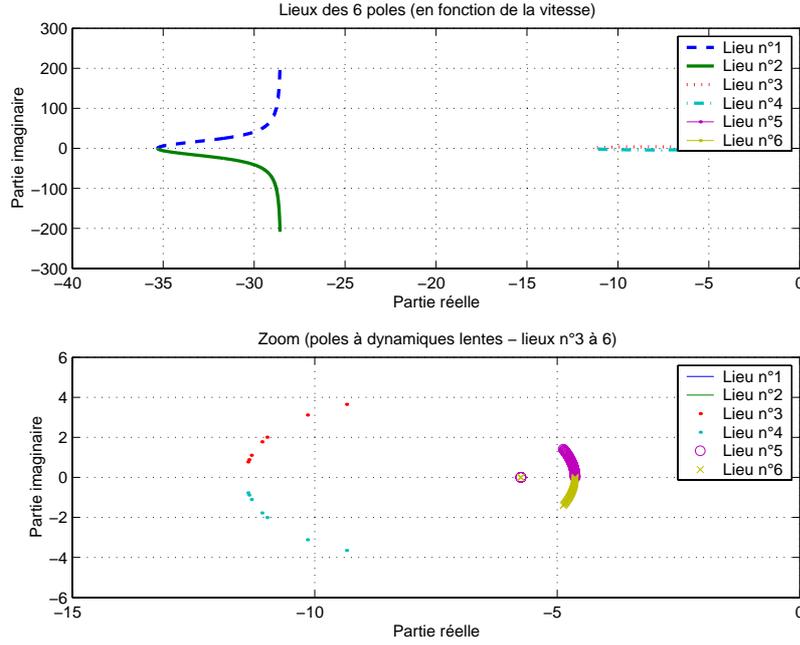


FIG. 5.14 – Lieu des pôles de la cascade en couplage inverse

Par ailleurs, une conjugaison a également un impact sur les pulsations dans la mesure où nous les considérons comme des grandeurs algébriques<sup>5</sup> (*i.e.* signées). Ainsi, si nous notons  $\underline{x}_1$ , de pulsation  $\omega_1$ , et  $\underline{x}_2$  de pulsation  $\omega_2$  avec la relation suivante

$$\underline{x}_2 = \underline{x}_1^* \quad (5.82)$$

nous avons

$$\omega_2 = -\omega_1 \quad (5.83)$$

L'application aux SDP (fusionnés ou non) des deux configurations nous permet de retrouver les relations déjà vues au chapitre 2. En effet, dans le cas du couplage inverse, nous pouvons nous baser sur le SDP initial de la figure 5.9. On rappelle que ce schéma est constitué de deux modèles de MADA décrits dans leurs repères statoriques. Ainsi, en RPS, la pulsation des signaux aux stators sont les pulsations “vraies” tandis qu’au rotor de la 1<sup>ère</sup> machine, nous avons la pulsation statorique 1, notée  $\omega_{s1}$  et au rotor de la 2<sup>ème</sup> la pulsation statorique 2, notée  $\omega_{s2}$ . Le passage de l’une à l’autre est effectué par le coupleur d’interconnexion dont on rappelle la relation

$$\underline{v}_{r2} = \underline{m}_c \cdot \underline{v}_{r1}^* \quad (5.84)$$

Nous avons alors la relation suivante entre les pulsations

$$\omega_{s2} = \omega(\underline{m}_c) - \omega_{s1} \quad (5.85)$$

où le signe - est apporté par l’opérateur de conjugaison et où la contribution de  $\underline{m}_c = e^{j\Sigma p\theta}$ , notée  $\omega(\underline{m}_c)$  est définie comme suit

$$\omega(\underline{m}_c) = \Sigma p \Omega = (p_1 + p_2) \Omega \quad (5.86)$$

et on peut procéder de la même manière dans le cas du couplage direct.

<sup>5</sup> car elles ont non seulement une signification électrique mais aussi mécanique avec un sens de rotation associé.

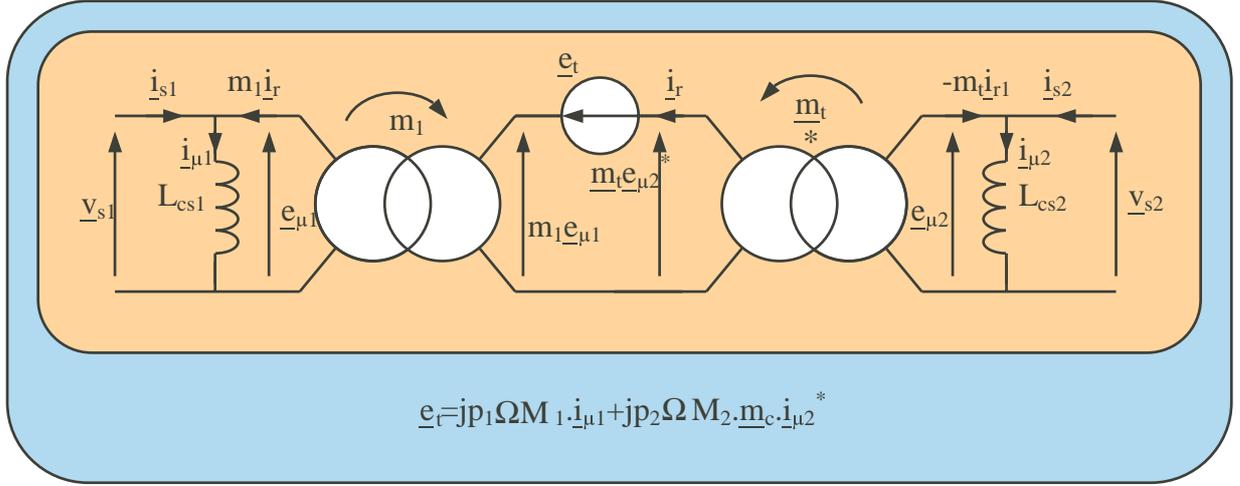


FIG. 5.15 – SDP simplifié (idéalisé) de la cascade

## 5.6 Régime permanent sinusoïdal de la cascade

Les SDP permettent comme nous venons de la voir de retrouver la relation entre les pulsations dans la cascade. Il s'agit maintenant de retrouver les relations entre les amplitudes des tensions. Un début de réponse a déjà été apporté au chapitre précédent dans lequel nous avons pu voir que le SDP de MADA, une fois simplifié (pertes Joule et fuites magnétiques négligées), nous redonne la relation bien connue entre amplitudes statorique  $V_s$  et rotorique  $V_r$  :

$$V_r = m.g.V_s \quad (5.87)$$

où  $m$  est le rapport de transformation à l'arrêt de la machine et où  $g$  est le glissement de cette dernière.

Il s'agit maintenant de vérifier le comportement global de la cascade sur la base du schéma fusionné. Nous ne traiterons ici que le cas utile du couplage inverse (mais l'étude est tout à fait possible et analogue dans le cas du couplage direct).

Tout d'abord, il convient de reposer les hypothèses nécessaires :

- Absence de pertes statoriques dans les deux MADA :  $R_{s1} = R_{s2} = 0$
- Absence de pertes rotoriques :  $R_{r1} = R_{r2} = 0$
- Absence de fuites magnétiques :  $\sigma_1 = \sigma_2 = 0$

Tout ceci nous permet de simplifier considérablement le schéma de la figure 5.9 et d'obtenir celui de la figure 5.15.

A l'aide de ce schéma, nous allons pouvoir établir une relation entre les tensions statoriques des deux machines. Nous considérons dans le cadre du RPS que la vitesse de rotation  $\Omega$  est constante, que la pulsation statorique de la MADA n°1 est également constante et notée  $\omega_{s1}$ , de même que la pulsation statorique  $\omega_{s2}$  de la MADA n°2. Dans la suite de cette section, on notera toutes les grandeurs (tensions et courants) avec des lettres majuscules pour rappeler qu'il s'agit de RPS. On remplacera donc un  $\underline{x}$  par un  $\underline{X}$ .

Nous avons donc

$$\underline{I}_{\mu 1} = \frac{V_{s1}}{jL_{cs1}\omega_{s1}} \quad (5.88)$$

et

$$\underline{I}_{\mu 2} = \frac{V_{s2}}{jL_{cs2}\omega_{s2}} \quad (5.89)$$

Ensuite, nous pouvons écrire l'équation de la maille rotorique

$$m_1 V_{s1} = \underline{E}_t + m_2 V_{s2}^* \quad (5.90)$$

Cette relation mérite une analyse dans la mesure où la tension  $m_2 \underline{V}_{s2}^*$  rend compte de la transformation du stator 2 vers le rotor. Or, dans le modèle dynamique, nous avons non seulement une conjugaison mais aussi un changement de fréquence avec le rapport de transformation  $\underline{m}_t = m_2 \underline{m}_c$ . Néanmoins, seul le coefficient  $m_2$  doit être transcrit car la rotation n'a pas d'impact dans notre analyse car nous nous intéressons aux amplitudes de grandeurs (qui sont nécessairement synchrones – car ces équations peuvent se traduire en diagramme de Fresnel). En fait, la conjugaison n'a pas réellement de sens et peut être omise. Son seul intérêt est de montrer, le cas échéant, les opérations nécessaires pour retrouver la tension  $\underline{V}_{s2}$  (en amplitude *et en phase*) à partir du vecteur  $\underline{V}_{s2}^*$  calculé. Il s'agit ensuite de remplacer  $\underline{E}_t$  par sa valeur dans (5.90), à savoir

$$\underline{E}_t = jp_1 \Omega M_1 \underbrace{\left( \frac{\underline{V}_{s1}}{jL_{cs1}\omega_{s1}} \right)}_{L_{\mu 1}} + jp_2 \Omega M_2 \underbrace{\left( \frac{\underline{V}_{s2}}{jL_{cs2}\omega_{s2}} \right)^*}_{L_{\mu 2}} = \frac{p_1 \Omega}{\omega_{s1}} m_1 \underline{V}_{s1} - \frac{p_2 \Omega}{\omega_{s2}} m_2 \underline{V}_{s2}^* \quad (5.91)$$

Par suite, nous avons

$$m_1 \underbrace{\left( 1 - \frac{p_1 \Omega}{\omega_{s1}} \right)}_{g_1} \underline{V}_{s1} = m_2 \underbrace{\left( 1 - \frac{p_2 \Omega}{\omega_{s2}} \right)}_{g_2} \underline{V}_{s2}^* \quad (5.92)$$

d'où

$$\underline{V}_{s2}^* = \frac{m_1 \cdot g_1}{m_2 \cdot g_2} \underline{V}_{s1} \quad (5.93)$$

Et ce résultat est bien conforme à celui établi au chapitre 2.

## Chapitre 6

# Modélisation de la MSDE et des convertisseurs

### 6.1 Modélisation initiale dans le référentiel $(a, b, c)$

La modélisation initiale de la MSDE s'effectue sur la base de la description physique de celle-ci qui a été faite au chapitre 3. Cette description a mis en évidence l'effet de l'inducteur bobiné statorique : ce dernier se comporte en effet comme s'il était placé sur le rotor au même titre que les aimants [ALI 05]. Ainsi, il est possible de proposer un schéma bipolaire symbolique de la MSDE de la forme de celui représenté à la figure 6.1. On voit apparaître sur ce dernier un bobinage rotorique (fictif) qui est représentatif du bobinage statorique d'excitation.

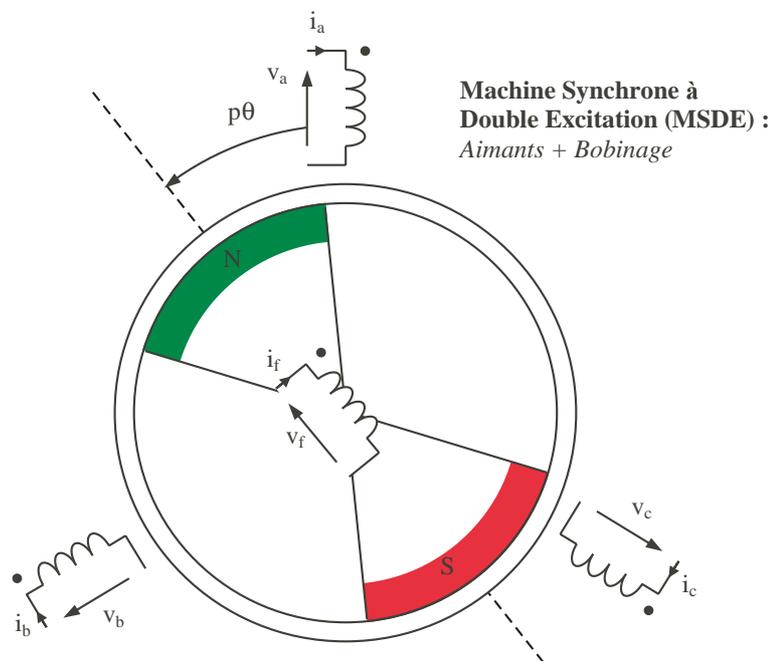


FIG. 6.1 – Schéma bipolaire équivalent de la MSDE

A partir de cette représentation symbolique, on peut aisément établir une mise en équations dans

le référentiel  $(a, b, c)$  comme suit. Avec tout d'abord les équations aux flux

$$(\psi_{3s}) = (L_{ss0}) \cdot (\mathbf{i}_{3s}) + (L_{ss2})(\theta) \cdot (\mathbf{i}_{3s}) + \Psi_a \cdot \begin{pmatrix} \cos(p\theta) \\ \cos\left(p\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(p\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{pmatrix} + (M_{sf})(\theta) \cdot i_f \quad (6.1)$$

où

- $(L_{ss})$  est la matrice (inductance) de couplage stator-stator
- $\Psi_a$  est le flux maximal des aimants dans un enroulement statorique d'induit
- $(M_{sf})(\theta)$  est la matrice de couplage entre l'enroulement inducteur et les enroulements statoriques d'induit

On notera ici qu'il s'agit d'une machine à pôles saillants afin de proposer la modélisation la plus générale possible bien que la machine utilisée pour les expérimentations ait une saillance très faible et qu'elle puisse être considérée comme une machine à pôles lisses.

Cette équation statorique matricielle doit être complétée par une équation d'inducteur scalaire

$$\psi_f = (M_{fs})(\theta) \cdot (\mathbf{i}_{3s}) + \mathcal{L}_f \cdot i_f \quad (6.2)$$

où  $\mathcal{L}_f$  est l'inductance propre de l'enroulement inducteur.

On peut par ailleurs donner les expressions des matrices  $(L_{ss0})$ ,  $(L_{ss2})(\theta)$ ,  $(M_{sf})(\theta)$  et  $(M_{fs})(\theta)$  :

$$(L_{ss}) = \begin{pmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{pmatrix} \quad (6.3)$$

$$(L_{ss2})(\theta) = L_{s2} \cdot \begin{pmatrix} \cos(2p\theta) & \cos\left(2p\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(2p\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(2p\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(2p\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(2p\theta) \\ \cos\left(2p\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(2p\theta) & \cos\left(2p\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \end{pmatrix}$$

$$(M_{sf})(\theta) = (M_{fs})^t(\theta) = M_0 \cdot \begin{pmatrix} \cos(p\theta) \\ \cos\left(p\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(p\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{pmatrix}$$

où  $M_0$  est la mutuelle maximale entre l'enroulement inducteur et un enroulement statorique d'induit.

Les équations aux tensions s'écrivent ensuite simplement sous la forme

$$(\mathbf{v}_{3s}) = R_s \cdot (\mathbf{i}_{3s}) + \frac{d}{dt} [(\psi_{3s})] \quad (6.4)$$

et

$$v_f = R_f + \frac{d\psi_f}{dt} \quad (6.5)$$

On peut ensuite préparer les transformations ultérieures de ces équations en factorisant les matrices définies en (6.3) comme cela a été fait pour la MADA au paragraphe 4.2, à la page 67. Ici, nous avons

$$(L_{ss0}) \cdot T_{32} = \mathcal{L}_0 \cdot T_{32} \quad \text{avec} \quad \mathcal{L}_0 = L_{s0} - M_{s0} \quad (6.6)$$

$$(L_{ss2})(\theta) = \underbrace{\frac{3L_{s2}}{2}}_{\mathcal{L}_2} T_{32} \cdot P(p\theta) \cdot \underbrace{\begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{pmatrix}}_{\mathbb{K}_2} \cdot P(-p\theta) \cdot T_{32}^t \quad (6.7)$$

et

$$(M_{sf})(\theta) = M_0 \cdot C_{32} \cdot P(p\theta) \cdot \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix} = \underbrace{M_0 \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot T_{32}}_{\mathcal{M}} \cdot P(p\theta) \cdot \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (6.8)$$

mais aussi

$$(M_{fs})(\theta) = \mathcal{M} \cdot \begin{pmatrix} 1 & 0 \end{pmatrix} \cdot P(-p\theta) \cdot T_{32}^t \quad (6.9)$$

On notera que la factorisation du système triphasé équilibré direct utilisée en (6.8) et (6.9) s'applique au vecteur de couplage entre aimants et enroulements statoriques d'induit :

$$\Psi_a \cdot \begin{pmatrix} \cos(p\theta) \\ \cos(p\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(p\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{pmatrix} = \underbrace{\Psi_a \sqrt{\frac{3}{2}}}_{\Phi} \cdot T_{32} \cdot P(p\theta) \cdot \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (6.10)$$

## 6.2 Transformation de Concordia

L'application de la transformation de Concordia aux équations de la MSDE est immédiate grâce aux factorisations établies ci-dessus. On notera qu'ici, on suppose immédiatement que les composantes homopolaires sont nulles et qu'il n'est donc pas nécessaire d'établir les équations associées. Tout d'abord les équations aux flux statoriques

$$(\psi_{2s}) = \mathcal{L}_0 \cdot \left( \mathbb{I}_2 + \frac{\mathcal{L}_2}{\mathcal{L}_0} P(p\theta) \cdot \mathbb{K}_2 \cdot P(-p\theta) \right) \cdot (\mathbf{i}_{2s}) + \Phi \cdot P(p\theta) \cdot \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix} + \mathcal{M} \cdot P(p\theta) \cdot \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix} \cdot i_f \quad (6.11)$$

où on introduit le rapport de saillance  $\lambda_s$  :

$$\lambda_s \triangleq \frac{\mathcal{L}_2}{\mathcal{L}_0} \quad (6.12)$$

puis l'équation du flux d'inducteur

$$\psi_f = \mathcal{M} \cdot \begin{pmatrix} 1 & 0 \end{pmatrix} \cdot P(-p\theta) \cdot (\mathbf{i}_{2s}) + \mathcal{L}_f \cdot i_f \quad (6.13)$$

Et ensuite les équations aux tensions statoriques d'induit (l'équation de tension d'inducteur étant inchangée) :

$$(\mathbf{v}_{2s}) = R_s \cdot (\mathbf{i}_{2s}) + \frac{d}{dt} [(\psi_{2s})] \quad (6.14)$$

## 6.3 Transformation de Park

Pour la transformation de Park, il s'agit uniquement d'effectuer une rotation des grandeurs statoriques comme suit

$$(\mathbf{x}_{2s}) \triangleq P(\xi_s) \cdot (\mathbf{x}_{dq}) \quad (6.15)$$

pour laquelle l'angle de rotation  $\xi_s$  est arbitraire. On applique donc cette transformations aux équations aux flux

$$\begin{aligned} (\psi_{dq}) &= \mathcal{L}_0 \cdot (\mathbb{I}_2 + \lambda_s \cdot P(p\theta - \xi_s) \cdot \mathbb{K}_2 \cdot P(-p\theta + \xi_s)) \cdot (\mathbf{i}_{dq}) \\ &+ \Phi \cdot P(p\theta - \xi_s) \cdot \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix} + \mathcal{M} \cdot P(p\theta - \xi_s) \cdot \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix} \cdot i_f \end{aligned} \quad (6.16)$$

et

$$\psi_f = \mathcal{M} \cdot \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \cdot P(-p\theta + \xi_s) \cdot (\mathbf{i}_{dq}) + \mathcal{L}_f \cdot i_f \quad (6.17)$$

Avant d'effectuer un choix de repère, il est possible d'appliquer la transformation à l'équation des tensions statoriques (d'induit)

$$(\mathbf{v}_{dq}) = R_s \cdot (\mathbf{i}_{dq}) + P(-\xi_s) \frac{d}{dt} [P(\xi_s) \cdot (\psi_{dq})] = R_s \cdot (\mathbf{i}_{dq}) + \dot{\xi}_s \cdot P\left(\frac{\pi}{2}\right) \cdot (\psi_{dq}) + \frac{d}{dt} [(\psi_{dq})] \quad (6.18)$$

On constate alors que les deux équations (6.16) et (6.17) peuvent être simplifiées en posant

$$\xi_s = p\theta \quad (6.19)$$

c'est-à-dire en se plaçant dans le repère rotorique comme il est traditionnel de le faire pour une MS classique. Nous obtenons alors

$$(\psi_{dq}) = \mathcal{L}_0 \cdot (\mathbb{I}_2 + \lambda_s \cdot \mathbb{K}_2) \cdot (\mathbf{i}_{dq}) + \Phi \cdot \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix} + \mathcal{M} \cdot \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix} \cdot i_f \quad (6.20)$$

$$\psi_f = \mathcal{M} \cdot \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \cdot (\mathbf{i}_{dq}) + \mathcal{L}_f \cdot i_f \quad (6.21)$$

et

$$(\mathbf{v}_{dq}) = R_s \cdot (\mathbf{i}_{dq}) + p\Omega \cdot P\left(\frac{\pi}{2}\right) \cdot (\psi_{dq}) + \frac{d}{dt} [(\psi_{dq})] \quad (6.22)$$

## 6.4 Formulation complexe et schéma dynamique phasorial

La passage en vecteurs complexes des équations de la MSDE établies ci-dessus ne pose aucun problème car il suffit d'appliquer la définition des phaseurs, à savoir

$$\underline{x}_s \triangleq x_d + jx_q \quad (6.23)$$

En appliquant tout d'abord cette transformation à l'équation aux flux statorique, il vient

$$\underline{\psi}_s = \mathcal{L}_0 \cdot \underline{i}_s + \lambda_s \cdot \mathcal{L}_0 \cdot \underline{i}_s^* + \Phi + \mathcal{M} \cdot i_f \quad (6.24)$$

où on constate que  $\underline{\psi}_s$  et  $\underline{i}_s$  sont des phaseurs complexes et où  $\Phi$  et  $\mathcal{M} \cdot i_f$  sont des grandeurs réelles (correspondant à des composante d'axe  $d$  en représentation vectorielle). Et pour l'expression du flux d'inducteur, nous obtenons

$$\psi_f = \mathcal{M} \cdot \Re[\underline{i}_s] + \mathcal{L}_f \cdot i_f \quad (6.25)$$

L'application de la transformation à l'équation (6.22) est tout aussi immédiate :

$$\underline{v}_s = R_s \cdot \underline{i}_s + jp\Omega \cdot \underline{\psi}_s + \frac{d\underline{\psi}_s}{dt} \quad (6.26)$$

Cette reformulation sous forme complexe n'a pour but que d'établir un lien entre les équations en régime dynamique de la machine et une représentation sous forme de schéma équivalent (phasorial) de cette dernière. Une fois un schéma équivalent établi, il sera aisé de proposer un modèle d'état dans la mesure où les variables d'état seront mises en évidence au travers des composants réactifs (ici uniquement des inductances) introduits dans le schéma.

Les flux magnétiques n'étant pas des variables d'état caractéristiques d'un schéma électrique, il est nécessaire de remplacer  $\underline{\psi}_s$  par son expression (6.24) dans l'équation (6.26) :

$$\underline{v}_s = R_s \cdot \underline{i}_s + jp\Omega \cdot (\mathcal{L}_0 \cdot \underline{i}_s + \lambda_s \cdot \mathcal{L}_0 \cdot \underline{i}_s^* + \Phi + \mathcal{M} \cdot i_f) + \mathcal{L}_0 \cdot \frac{d\underline{i}_s}{dt} + \lambda_s \cdot \mathcal{L}_0 \cdot \frac{d\underline{i}_s^*}{dt} + \mathcal{M} \cdot \frac{di_f}{dt} \quad (6.27)$$

et dans le cas d'une machine à pôles lisses (*i.e.*  $\lambda_s = 0$ ), il vient

$$\underline{v}_s = R_s \cdot \underline{i}_s + jp\Omega \cdot (\mathcal{L}_0 \cdot \underline{i}_s + \Phi + \mathcal{M} \cdot i_f) + \mathcal{L}_0 \cdot \frac{d\underline{i}_s}{dt} + \mathcal{M} \cdot \frac{di_f}{dt} \quad (6.28)$$

L'équation (6.27) montre que la relation complexe reliant la tension statorique au courant statorique (d'induit) fait apparaître une conjugaison pour le cas d'une machine à pôles saillants. Il n'est pas possible alors d'établir un schéma dynamique phasoriel (SDP) mais il sera possible de proposer un schéma dynamique en composantes (SDC) basée simplement sur une représentation réelle composante par composante ( $d$  et  $q$ ). Dans le cas de la machine à pôles lisses, ce problème ne se pose pas. Néanmoins, il existe une difficulté rendant ambiguë la représentation phasorielle. En effet, il faut bien noter que l'inducteur (par le courant  $i_f$ ) n'agit que sur la composante réelle. Or, une distinction ne se limitant qu'à l'utilisation de la notation  $x$  pour les réels et  $\underline{x}$  pour les complexes peut être dangereuse dans un schéma phasoriel pour distinguer des courants complexes (correspondant à des courants dans des bobinages diphasés - donc triphasés réels) de courants réels (pour des bobinages monophasés). C'est pourquoi la représentation phasorielle ne sera pas utilisée ici et sera remplacée par une représentation en composantes.

## 6.5 Schéma dynamique en composantes (SDC)

Le schéma dynamique en composantes (SDC) de la MSDE est obtenue simplement en revenant aux composantes  $d$  et  $q$  de la relation (6.27). Nous obtenons alors

$$\begin{cases} v_d = R_s \cdot i_d - p\Omega \mathcal{L}_q \cdot i_q + \mathcal{L}_d \cdot \frac{di_d}{dt} + \mathcal{M} \cdot \frac{di_f}{dt} \\ v_q = R_s \cdot i_q + p\Omega (\mathcal{L}_d \cdot i_d + \Phi + \mathcal{M} \cdot i_f) + \mathcal{L}_q \cdot \frac{di_q}{dt} \end{cases} \quad (6.29)$$

avec

$$\begin{cases} \mathcal{L}_d = (1 + \lambda_s) \cdot \mathcal{L}_0 \\ \mathcal{L}_q = (1 - \lambda_s) \cdot \mathcal{L}_0 \end{cases} \quad (6.30)$$

A ces équations, il faut ajouter celle de l'inducteur

$$v_f = R_f \cdot i_f + \mathcal{L}_f \cdot \frac{di_f}{dt} + \mathcal{M} \cdot \frac{di_d}{dt} \quad (6.31)$$

A partir des équations, il est possible de mettre en évidence un couplage entre la composante d'axe  $d$  et l'inducteur et ainsi proposer un premier schéma aux inductances.

Or, les inductances couplées (Fig. 6.2), déjà vues dans la modélisation de la MADA peuvent se traduire par un coupleur (transformateur idéal) associé à deux inductances (inductance magnétisante et inductance de fuite). Le choix effectué ici correspond à des fuites totalisées dans l'inducteur :

$$e_\mu = v_d - R_s \cdot i_d + p\Omega \mathcal{L}_q \cdot i_q = \mathcal{L}_d \cdot \frac{di_d}{dt} + \mathcal{M} \cdot \frac{di_f}{dt} = \mathcal{L}_d \cdot \frac{d}{dt} \underbrace{\left[ i_d + \frac{\mathcal{M}}{\mathcal{L}_d} i_f \right]}_{i_\mu} \quad (6.32)$$

où on peut introduire le rapport  $m$  de transformation du coupleur

$$m = \frac{\mathcal{M}}{\mathcal{L}_d} \quad (6.33)$$

Nous avons donc

$$e_\mu = \mathcal{L}_d \cdot \frac{di_\mu}{dt} \quad (6.34)$$

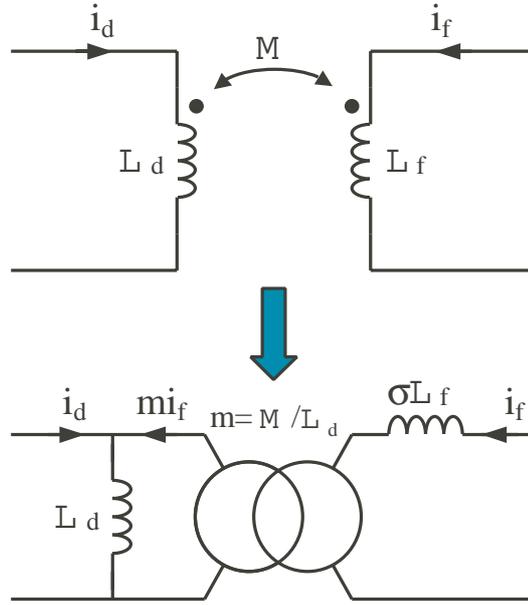


FIG. 6.2 – Schéma scalaire d'inductances couplées

On calcule alors

$$me_\mu = \mathcal{M} \cdot \frac{di_\mu}{dt} = \mathcal{M} \cdot i_d + \frac{\mathcal{M}^2}{\mathcal{L}_d} i_f \quad (6.35)$$

Il s'agit alors de traiter l'expression de la tension d'inducteur

$$v_f = R_f \cdot i_f + \mathcal{L}_f \cdot \frac{di_f}{dt} + \underbrace{\mathcal{M} \cdot \frac{di_d}{dt} + \frac{\mathcal{M}^2}{\mathcal{L}_d} \frac{di_f}{dt}}_{me_\mu} - \frac{\mathcal{M}^2}{\mathcal{L}_d} \frac{di_f}{dt} \quad (6.36)$$

d'où

$$v_f = R_f \cdot i_f + \sigma \mathcal{L}_f \cdot \frac{di_f}{dt} + me_\mu \quad (6.37)$$

avec

$$\sigma = 1 - \frac{\mathcal{M}^2}{\mathcal{L}_d \mathcal{L}_f} \quad (6.38)$$

qui est le coefficient de dispersion de la MSDE dont l'expression est très proche de celui de la MADA mais il ne faut pas oublier qu'il caractérise ici le couplage entre deux bobinages monophasés.

L'expression de  $v_q$  ne pose quant à elle aucun problème car il suffit de remplacer  $i_d$  dans l'expression (6.29b) par  $i_\mu - m \cdot i_f$  car  $i_\mu$  et  $i_f$  sont les variables d'état naturelles correspondant au schéma déduit des équations (6.32) et (6.37).

$$v_q = R_s \cdot i_q + p\Omega (\mathcal{L}_d \cdot (i_\mu - m \cdot i_f) + \Phi + \mathcal{M} \cdot i_f) + \mathcal{L}_q \cdot \frac{di_q}{dt}$$

Et avec toutes ces équations, nous aboutissons à la figure 6.3 au SDC complet de la MSDE.

## 6.6 Schéma-blocs et modèle d'état

Là encore, nous pouvons établir une représentation en schéma-blocs en nous basant sur le SDC établi dans la section précédente. Un modèle d'état sera également explicité. Le schéma-blocs correspondant au SDC est présenté à la figure 6.4.

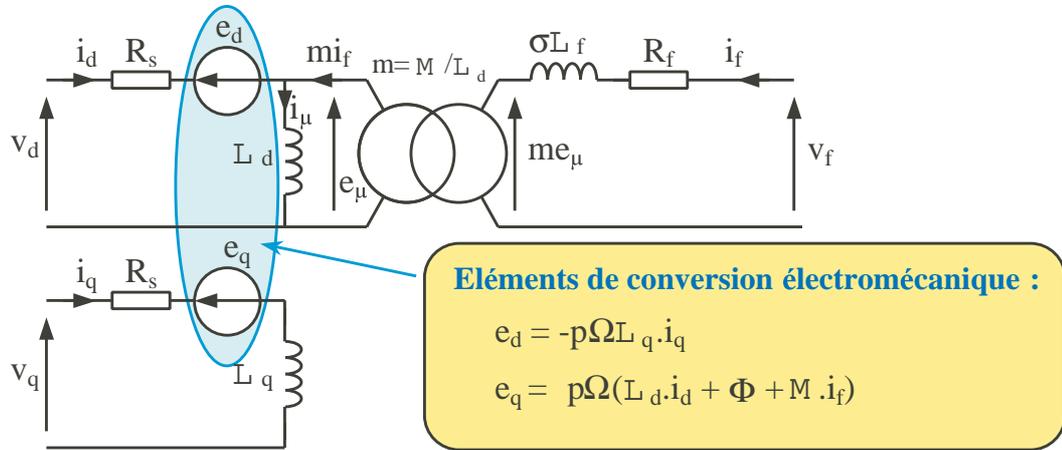


FIG. 6.3 – Schéma dynamique en composantes de la MSDE

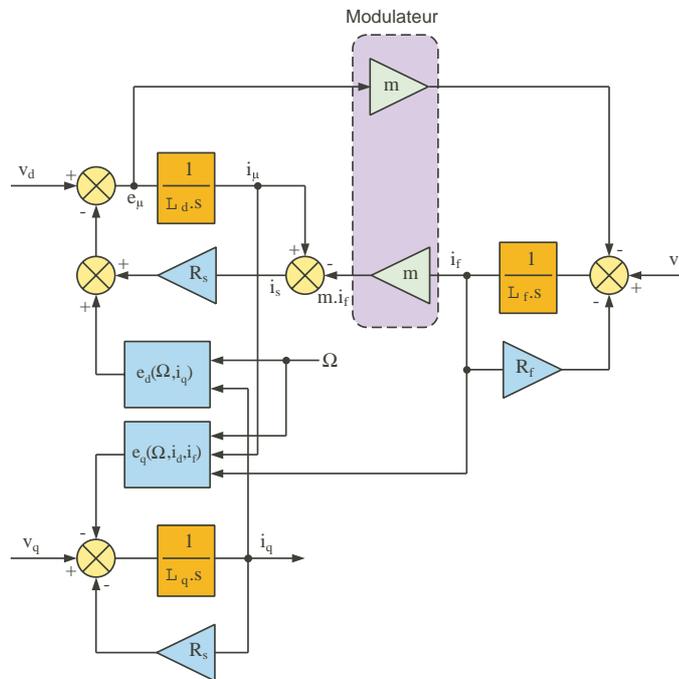


FIG. 6.4 – Schéma-blocs de la MSDE

A partir de cette représentation, il est facile de dégager un modèle d'état. Tout d'abord, en définissant les vecteurs d'entrée  $\mathbf{u}$ , de sortie  $\mathbf{y}$  et d'état  $\mathbf{x}$  :

$$\begin{cases} \mathbf{u} = (v_d, v_q, v_f)^t \\ \mathbf{y} = (i_d, i_q, i_f)^t \\ \mathbf{x} = (i_\mu, i_q, i_f)^t \end{cases}$$

Or, nous avons

$$\begin{cases} \frac{di_\mu}{dt} = \frac{1}{\mathcal{L}_d} (v_d - R_s \cdot i_d + p\Omega \cdot \mathcal{L}_q \cdot i_q) = \frac{1}{\mathcal{L}_d} (v_d - R_s \cdot (i_\mu - m \cdot i_f) + p\Omega \cdot \mathcal{L}_q \cdot i_q) \\ \frac{di_q}{dt} = \frac{1}{\mathcal{L}_q} (v_q - R_s \cdot i_q - p\Omega (\mathcal{L}_d \cdot (i_\mu - m \cdot i_f) + \Phi + \mathcal{M} \cdot i_f)) \\ \frac{di_f}{dt} = \frac{1}{\mathcal{L}_f} (v_f - R_f \cdot i_f - m \cdot (v_d - R_s \cdot i_d + p\Omega \cdot \mathcal{L}_q \cdot i_q)) \end{cases} \quad (6.39)$$

Ce qui nous permet d'explicitier les matrices  $A(\Omega)$ ,  $B$  et  $C$  du modèle

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = A(\Omega) \cdot \mathbf{x} + B_1 \cdot \mathbf{u} + B_2 \cdot \Phi \\ \mathbf{y} = C \cdot \mathbf{x} \end{cases} \quad (6.40)$$

à savoir

$$A = \begin{pmatrix} -\frac{R_s}{\mathcal{L}_d} & \frac{p\Omega \mathcal{L}_q}{\mathcal{L}_d} & \frac{mR_s}{\mathcal{L}_d} \\ -\frac{p\Omega \mathcal{L}_d}{\mathcal{L}_q} & -\frac{R_s}{\mathcal{L}_q} & \frac{p\Omega (m\mathcal{L}_d - \mathcal{M})}{\mathcal{L}_q} \\ \frac{mR_s}{\mathcal{L}_f} & -\frac{p\Omega m \mathcal{L}_q}{\mathcal{L}_f} & -\frac{R_f}{\mathcal{L}_f} + \frac{m^2 R_s}{\mathcal{L}_f} \end{pmatrix}; B_1 = \begin{pmatrix} \frac{1}{\mathcal{L}_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\mathcal{L}_q} & 0 \\ -\frac{m}{\mathcal{L}_f} & 0 & \frac{1}{\mathcal{L}_f} \end{pmatrix} \quad (6.41)$$

$$B_2 = \begin{pmatrix} 0 \\ \frac{1}{\mathcal{L}_q} \\ 0 \end{pmatrix}; C = \begin{pmatrix} 1 & 0 & -m \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}$$

Dans le cas d'un fonctionnement en générateur alternatif à fréquence fixe, on peut se borner à la modélisation de la MSDE seule mais ceci n'est suffisant si nous nous intéressons à un fonctionnement en générateur à courant continu (machine associée à un convertisseur AC/DC).

## 6.7 Modélisation du générateur à courant continu

Nous allons donc traiter ici le cas d'un générateur à courant continu basé sur la machine synchrone à double excitation. S'agissant d'une source alternative, le convertisseur à insérer entre le bus continu à alimenter et la machine ne peut être qu'un redresseur. C'est ainsi que deux choix s'offrent à nous :

- le redresseur PD3 à diodes (non commandé)
- le redresseur à IGBT (commandé)<sup>1</sup>

Les deux structures sont présentées respectivement aux figures 6.5 et 6.6.

Dans les deux cas, une modélisation du convertisseur statique est nécessaire.

### 6.7.1 Modélisation d'un pont triphasé

Il s'agit ici de proposer une modélisation des convertisseurs (redresseur ou onduleur, à diodes ou à IGBT). Cette modélisation sera utilisée à plusieurs reprises dans ce mémoire. Afin d'introduire des notations génériques, nous nous appuyerons sur la représentation de la figure 6.7, où les interrupteurs (transistors ou diodes) ne sont pas caractérisés. Il faut bien noter que suivant le type de composants utilisé, le comportement ne sera pas le même bien que le schéma soit identique. En particulier, les fonctions de connexions, définies ci-dessous n'ont pas la même signification.

<sup>1</sup>On écarte la solution à thyristor dans la mesure où il s'agit d'une solution obsolète dans le cas de puissances moyennes ( $P \leq 1\text{MW}$ )

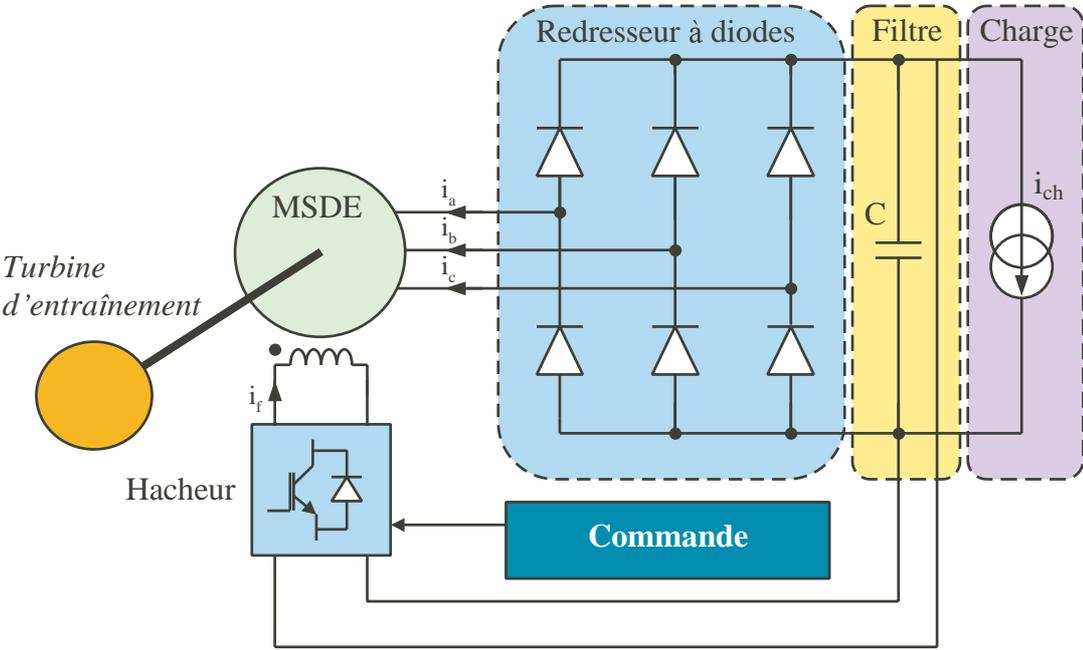


FIG. 6.5 – Générateur basé sur la MSDE avec redresseur à diodes

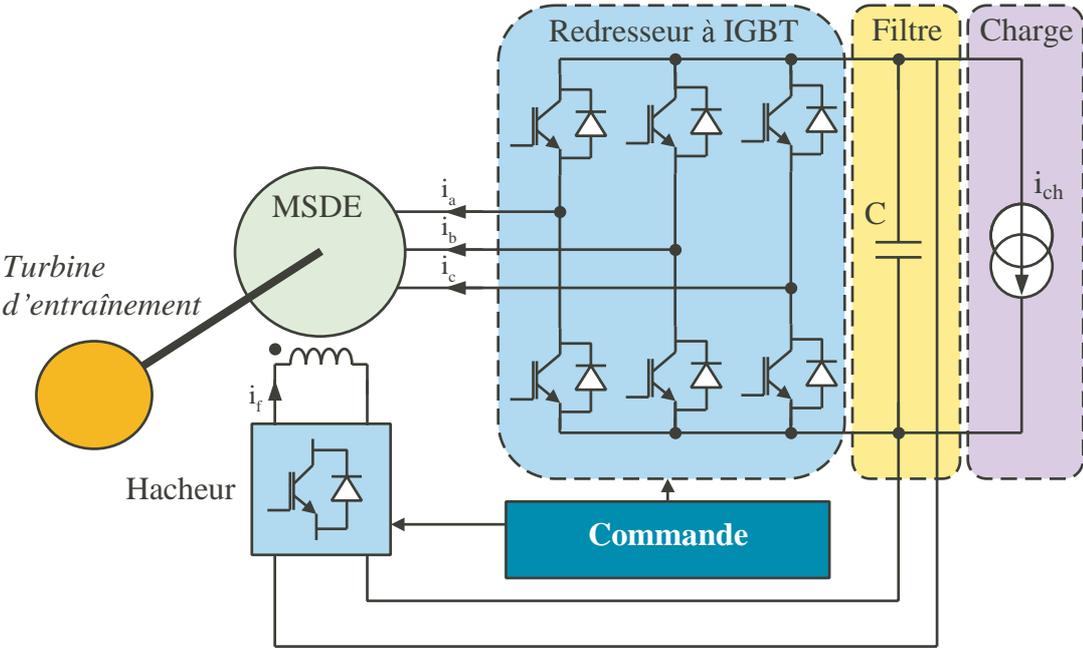


FIG. 6.6 – Générateur basé sur la MSDE avec redresseur à IGBT

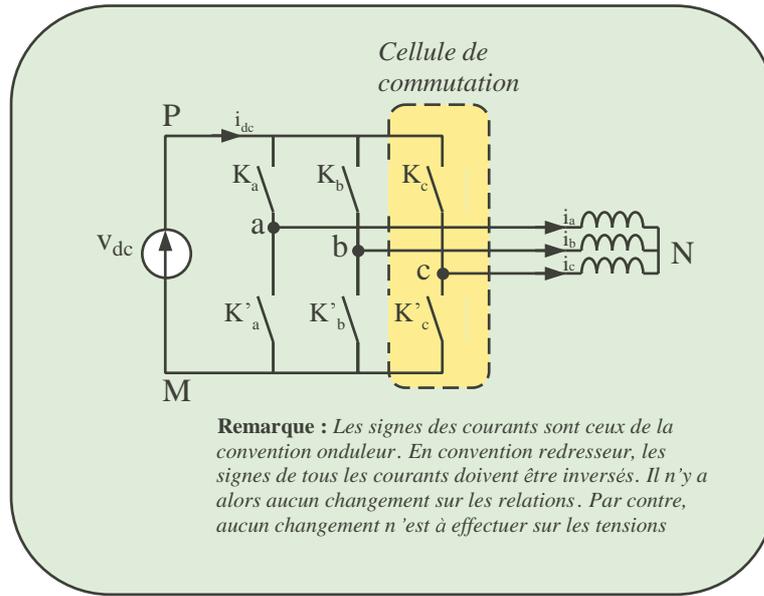


FIG. 6.7 – Schéma d'un pont triphasé générique (onduleur ou redresseur)

Nous nous proposons ici d'établir les relations entre la tension de bus continu, notée  $v_{dc}$  et les fonctions de connexions  $f_a$ ,  $f_b$  et  $f_c$  associées à chaque bras de l'onduleur.

Soit la fonction de connexion  $f_i$  correspondant au bras  $i$  ( $i \in \{a, b, c\}$ )<sup>2</sup> :

- $f_i = 0$  si  $K_i$  est ouvert et  $K'_i$  est fermé.
- $f_i = 1$  si  $K_i$  est fermé et  $K'_i$  est ouvert.

d'où

$$v_{iM} = v_{dc} \cdot f_i \quad (6.42)$$

On rappelle que  $(v_a, v_b, v_c)^t = (\mathbf{v}_{3M})$  et en posant  $(\mathbf{f}_3) = (f_a, f_b, f_c)^t$ , il vient

$$(\mathbf{v}_{3M}) = v_{dc} \cdot (\mathbf{f}_3) \quad (6.43)$$

Exprimons les tensions entre phases en fonction de  $f_a$ ,  $f_b$  et  $f_c$  :

$$\begin{pmatrix} v_{aM} - v_{bM} \\ v_{bM} - v_{cM} \\ v_{cM} - v_{aM} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_{aN} - v_{bN} \\ v_{bN} - v_{cN} \\ v_{cN} - v_{aN} \end{pmatrix} = v_{dc} \cdot \underbrace{\begin{pmatrix} f_a - f_b \\ f_b - f_c \\ f_c - f_a \end{pmatrix}}_P \quad (6.44)$$

Et nous cherchons à exprimer le vecteur  $(v_a, v_b, v_c)^t = (\mathbf{v}_{3M})$  en fonction de  $(F)$ . Ce système peut s'écrire sous forme matricielle

$$M \cdot (\mathbf{v}_{3N}) = P \quad (6.45)$$

avec

$$M = \begin{pmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{pmatrix}$$

Or, on peut aisément vérifier que  $\det(M) = 0$  en appliquant la *règle de Sarrus*. Le système n'est pas constitué de 3 équations indépendantes (seules 2 le sont). Il est donc nécessaire d'ajouter une équation

<sup>2</sup>Dans le cas des IGBT, il s'agit de signaux de commande tandis que pour les diodes, ces fonctions de connexion ont une valeur (0 ou 1) conditionnée par les composants extérieurs (signe des courants dans les inductances en particulier).

supplémentaire au système pour aboutir à une solution. Cette équation est apportée par la charge dont on suppose qu'elle ne génère pas elle-même de composante homopolaire. Nous pouvons alors écrire

$$v_{aN} + v_{bN} + v_{cN} = 0 \quad (6.46)$$

Remplaçons donc la troisième équation du système initial (6.44) par l'équation (6.46). Nous obtenons un système de la forme

$$A.(\mathbf{v}_{3N}) = Q \quad (6.47)$$

avec

$$A = \begin{pmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 1 \end{pmatrix} \text{ et } Q = \begin{pmatrix} f_a - f_b \\ f_b - f_c \\ 0 \end{pmatrix}$$

Ce système est inversible ( $\det(A) = 3 \Rightarrow (\mathbf{v}_{3N}) = A^{-1}.Q$ ) et nous trouvons

$$(\mathbf{v}_{3N}) = \frac{v_{dc}}{3} \cdot \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \cdot (\mathbf{f}_3) \quad (6.48)$$

Cette relation en tension peut être factorisée en faisant apparaître la matrice de Concordia  $T_{32}$  car

$$G = \frac{1}{3} \cdot \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} = T_{32}.T_{32}^t \quad (6.49)$$

Ensuite, nous pouvons déterminer une relation entre le courant  $i_{dc}$  et le vecteur  $(\mathbf{i}_3) = (i_a, i_b, i_c)^t$ . Pour cela, nous pouvons écrire

$$(\mathbf{v}_{3N})^t \cdot (\mathbf{i}_3) = v_{dc} \cdot i_{dc} \quad (6.50)$$

car il n'y a pas de stockage d'énergie dans le convertisseur (d'où une conservation de la puissance instantanée). Et donc, il vient

$$v_{dc} \cdot (\mathbf{f}_3)^t \cdot G^t \cdot (\mathbf{i}_3) = v_{dc} \cdot i_{dc} \quad (6.51)$$

d'où

$$i_{dc} = (\mathbf{f}_3)^t \cdot G^t \cdot (\mathbf{i}_3) \quad (6.52)$$

Le pont est alors pleinement caractérisé en tension et en courant.

### 6.7.2 Modélisation du redresseur à diodes

La modélisation du redresseur à diodes est très complexe. Bien que paradoxal, ceci est dû au fait que les diodes sont des interrupteurs à commutation naturelle. Dans la mesure où les commutations ne sont pas contrôlées, la configuration de notre système n'est pas maîtrisée et il est nécessaire d'étudier les différentes configurations possibles et les transitions entre chacune de ces configurations. Il s'agit d'une catégorie particulière de système dynamique hybride. La modélisation proprement dite est ardue mais son exploitation pour la commande l'est encore plus.

Une approche simplifiée consiste à se donner un modèle moyen du convertisseur et de caractériser l'enveloppe (*i.e.* l'amplitude) des grandeurs sinusoïdales du côté alternatif de notre convertisseur. Une fois le modèle moyen élaboré, il est alors possible d'établir une commande sur cette base. Cette modélisation moyenne est dans une certaine mesure plus simple que la modélisation hybride mais elle masque le comportement à petite échelle de temps de notre système et ne pourra en aucun cas servir de base à un asservissement ayant une dynamique (rapide) de l'ordre de la période des grandeurs

sinusoïdales, il conviendra par contre à des asservissements assurant une régulation de constante de temps s'étalant sur plusieurs périodes (typiquement 5 périodes<sup>3</sup>).

Nous allons donc nous attacher à proposer une modélisation moyenne dans un premier temps pour ensuite analyser le cas de la modélisation hybride.

### 6.7.2.1 Modélisation du régime permanent

Le premier aspect de la modélisation moyenne porte sur le fonctionnement en régime permanent de notre redresseur. Nous considérons alors la configuration de la figure 6.8 où le redresseur est alimenté par 3 sources de courants alternatifs et débite sur une charge  $R_{ch}C$  parallèle.

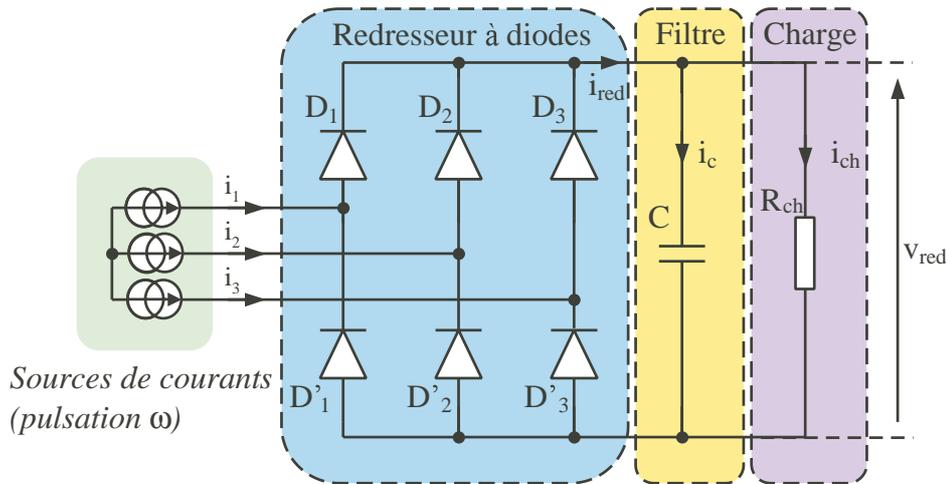


FIG. 6.8 – Redresseur à diodes sur charge  $R_{ch}C$  parallèle et alimenté par des sources de courants

On admettra que la constante de temps  $\tau = R_{ch}C$  est grande devant la période  $T$  des courants alternatifs (de pulsation  $\omega = \frac{2\pi}{T}$ ). Ainsi, le régime établi correspond à une tension  $v_{red}(t) = V_{red} = c^{te}$ . En outre, nous considérerons un fonctionnement en conduction continue : ainsi, nous admettrons que les courants alternatifs  $i_1, i_2$  et  $i_3$  ne s'annulent que ponctuellement (ils s'annulent nécessairement puisqu'il s'agit de grandeurs continues – au sens mathématique du terme – et alternatives).

A partir de ces deux hypothèses, nous pouvons proposer une modélisation du convertisseur où les cellules de commutation sont les associations  $\{D_k, D'_k\}$  avec  $k \in \{1, 2, 3\}$ . Les tensions composées sont alors égales à  $\pm V_{red}$ . Le comportement de ce redresseur est le dual d'un onduleur en fonctionnement pleine onde comme on peut le voir sur les formes d'ondes de la figure 6.9 ( $V_{red} = 300V$ ).

Les formes d'onde obtenues nous montre que les tensions simples, du côté alternatif, sont non sinusoïdales mais en phase avec les courants de ligne. On peut donc proposer un modèle de type "résistance équivalente" au 1<sup>er</sup> harmonique du redresseur et de sa charge. Pour cela, il est nécessaire de calculer la valeur efficace  $V_{eff1}$  du fondamental de la tension simple. Or, nous avons

$$V_{eff1} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} V_{red} \tag{6.53}$$

Ensuite, il est nécessaire également de faire le lien entre amplitude des courants alternatifs et résistance de charge. Puisque nous considérons que le redresseur fonctionne en régime établi et en conduction continue, le courant prélevé sur le réseau est consommé intégralement dans la résistance :

$$I_{red} = \frac{V_{red}}{R_{ch}}$$

<sup>3</sup>Il s'agit d'une règle empirique qui se vérifie assez bien.

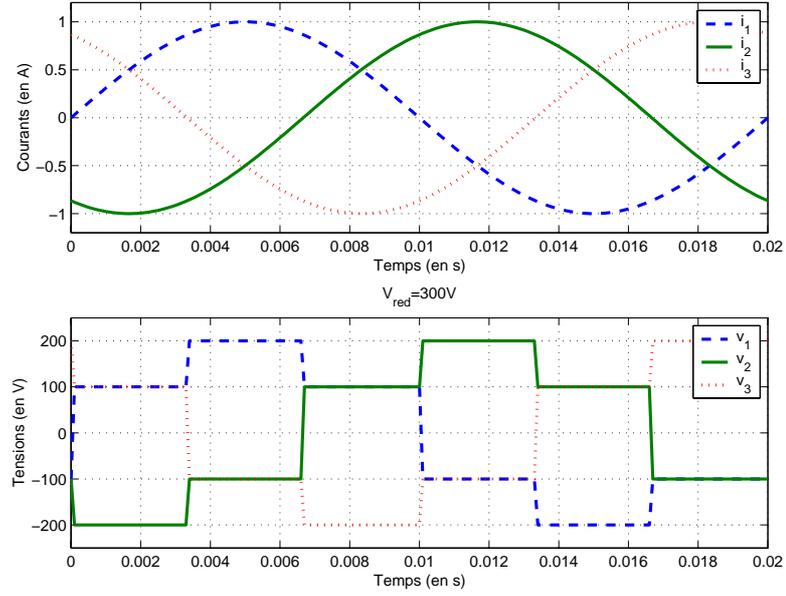


FIG. 6.9 – Formes d’ondes des courants et tensions dans le redresseur à diode

Et comme il y a identité des puissances entre la partie alternative et la partie continue de notre montage (absence de stockage d’énergie dans le convertisseur) et qu’en outre, le courant absorbé est en phase avec la tension (pas de composante réactive), en posant  $I_{eff}$  la valeur efficace des courants alternatifs, nous avons

$$3.V_{eff1}.I_{eff} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi}V_{red}.I_{eff} = \frac{V_{red}^2}{R_{ch}}$$

Par suite, nous avons

$$I_{eff} = \frac{V_{red}}{\frac{3\sqrt{2}}{\pi}R_{ch}}$$

Ensuite, il s’agit de calculer la résistance équivalente  $R_{eq}$  vue par la source alternative :

$$R_{eq} = \frac{V_{eff1}}{I_{eff}} = \frac{\frac{\sqrt{2}}{\pi}V_{red}}{\frac{V_{red}}{\frac{3\sqrt{2}}{\pi}R_{ch}}} = \frac{6R_{ch}}{\pi^2} \quad (6.54)$$

Nous venons d’obtenir une description du redresseur et de sa charge en régime permanent. Il s’agit maintenant d’établir un modèle en régime transitoire. Ce point est plus délicat dans la mesure où l’hypothèse de conduction continue n’est pas valide au démarrage de la MSDE car les tensions sont faibles et ne permettent pas d’amorcer la charge du condensateur de sortie du redresseur suivant ce type de fonctionnement : or, la conduction discontinue est particulièrement complexe à décrire.

### 6.7.2.2 Modélisation dynamique

La modélisation dynamique de l’association MSDE / Redresseur s’appuie sur les résultats obtenus précédemment sur le pont triphasé, en supposant que le redresseur fonctionne en conduction continue. Ainsi, nous avons

$$(\mathbf{v}_3) = v_{red}.G.(\mathbf{f}_3) \quad (6.55)$$

et

$$i_{red} = (\mathbf{f}_3)^t.G^t.(i_3) \quad (6.56)$$

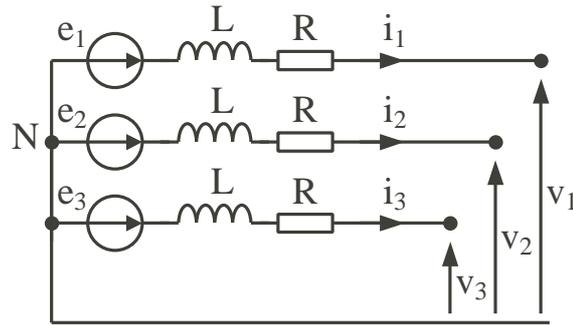


FIG. 6.10 – Source triphasée {e,L,R}

Et la dynamique de la tension redressée est alors décrite par l'équation différentielle suivante

$$C \frac{dv_{red}}{dt} = i_{red} - \frac{v_{red}}{R_{ch}} \tag{6.57}$$

Il s'agit alors de décrire la dynamique des courants triphasés. Dans notre modèle préliminaire, il s'agissait de sources de courants idéales. Maintenant, nous pouvons considérer une source telle que celle présentée à la figure 6.10.

On peut alors poser l'équation différentielle vectorielle suivante, relative aux courants  $i_1, i_2$  et  $i_3$ .

$$\frac{d(\mathbf{i}_3)}{dt} = \frac{1}{L} ((\mathbf{e}_3) - R. (\mathbf{i}_3) - (\mathbf{v}_3)) \tag{6.58}$$

où

$$\begin{cases} (\mathbf{e}_3) = (e_1, e_2, e_3)^t \\ (\mathbf{i}_3) = (i_1, i_2, i_3)^t \\ (\mathbf{v}_3) = (v_1, v_2, v_3)^t \end{cases} \tag{6.59}$$

On note que les 3 courants ne sont pas indépendants (et qu'il ne s'agit donc pas de 3 variables d'état) puisque

$$i_1 + i_2 + i_3 = 0 \tag{6.60}$$

La modélisation "en instantané" de notre ensemble (avec l'hypothèse de conduction continue) est résumée par le schéma de la figure 6.11.

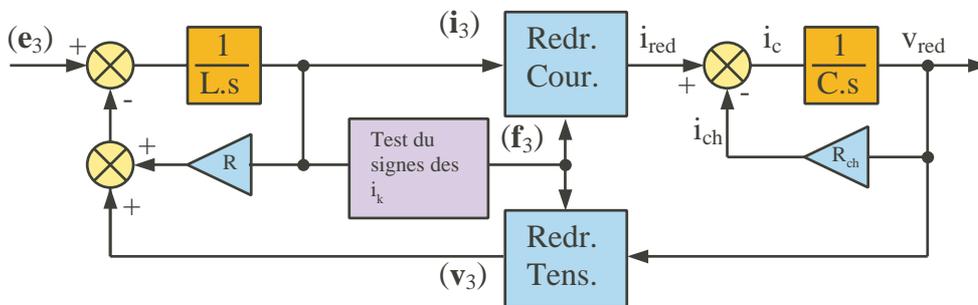


FIG. 6.11 – Modèle dynamique instantané du redresseur à diodes et de sa charge  $R_{ch}C$  parallèle

Ce modèle, bien que relativement simple à établir est difficile à exploiter pour la synthèse d'une commande. Une 1<sup>ère</sup> approche, bien que n'étant pas totalement satisfaisante, a été traitée par M.

Aliane durant son stage de Master [ALI 05]. Elle consiste à s'appuyer sur des simulations non seulement sous Matlab/Simulink du modèle présenté à la figure 6.11 mais aussi sur des simulations PSIM prenant en compte une éventuelle conduction discontinue du redresseur<sup>4</sup>. Il s'agit alors de se donner une fonction de transfert s'approchant du comportement constaté et d'en identifier les paramètres. Malheureusement, il est très difficile a posteriori de donner une expression littérale de ces paramètres en fonction de ceux de la machine et de la charge (inductance  $L$ , résistances  $R$  et  $R_{ch}$  ainsi que la capacité  $C$ ).

Une proposition plus rigoureuse peut consister à scinder le problème de modélisation (... puis de commande) en deux parties distinctes : tout d'abord celui de la dynamique des courants statoriques de la machine puis celle de la tension  $v_{red}$ . En effet, comme cela sera présentée dans la partie commande, une fois le contrôle des courants statoriques effectués, nous nous retrouverons avec une source triphasée de courants "attaquant" le redresseur. Une fois ce point établi, le contrôle de la tension  $v_{red}$  s'appuiera sur l'équation (6.57).

### 6.7.3 Modélisation du redresseur à IGBT

Bien qu'il s'agisse d'un convertisseur plus complexe, sa commande rend sa modélisation plus simple que celle du redresseur à diodes. En effet, la valeur des fonctions de connexions n'est plus imposée par les composants extérieurs mais est imposée par l'utilisateur. On peut donc s'affranchir de tout test sur l'état des interrupteurs.

En outre, la technologie des IGBT permet de travailler à une fréquence de commutation suffisamment élevée pour négliger les ondulations vis à vis des grandeurs basse fréquence. Ceci est à la base de la commande par modulation de largeur d'impulsions (MLI). On se placera dans un tel cadre de fonctionnement pour la modélisation. Ce type de commande ne change toutefois pas le comportement de l'onduleur proprement dit, à savoir

$$\begin{cases} (\mathbf{v}_3) = v_{red} \cdot G \cdot (\mathbf{f}_3) \\ i_{red} = (\mathbf{f}_3)^t \cdot G^t \cdot (\mathbf{i}_3) \end{cases}$$

Le convertisseur dispose d'un nombre fini d'états distincts dans la mesure où  $(\mathbf{f}_3) \in \{0, 1\}^3$ . Nous avons 3 commandes binaires qui ne peuvent fournir que 8 combinaisons différentes. Or, la commande linéaire impose un continuum de valeurs de réglage. Pour cela, la MLI adopte un choix de commutation à fréquence  $F_d = 1/T_d$  fixe dans lequel la grandeur de réglage devient la fraction de période durant laquelle la commande est appliquée (*i.e.* le rapport cyclique). Ce rapport cyclique n'est autre que la valeur moyenne, à l'échelle de la période de découpage  $T_d$  des fonctions de connexion. La notation employée dans la suite du texte sera la suivante :

$$(\mathbf{f}_3^{BF}) = \frac{1}{T_d} \int_0^{T_d} (\mathbf{f}_3) dt \quad (6.61)$$

On note alors que  $(\mathbf{f}_3^{BF}) \in [0; 1]^3$  au lieu de  $\{0, 1\}^3$ .

Nous allons maintenant exploiter le formalisme phasorial pour décrire l'onduleur (muni d'une commande MLI). Pour cela, nous allons exploiter la propriété (6.49) de la matrice  $G$ . Nous avons en effet

$$(\mathbf{v}_3) = T_{32} \cdot (\mathbf{v}_2) = v_{red} \cdot T_{32} \cdot T_{32}^t \cdot (\mathbf{f}_3) \quad (6.62)$$

d'où

$$(\mathbf{v}_2) = v_{red} \cdot T_{32}^t \cdot (\mathbf{f}_3) \quad (6.63)$$

---

<sup>4</sup>Il s'agit d'un simulateur de circuit, bien adapté à ce genre de problème alors que Matlab/Simulink est adapté à la simulation de modèles déjà correctement formulés (au sens mathématique).

On procède de même pour les relations entre courants. Il vient alors

$$i_{red} = (\mathbf{f}_3)^t \cdot T_{32} \cdot (\mathbf{i}_2) \quad (6.64)$$

Ces relations sont toujours instantanée, à ce niveau du calcul, dans la mesure où elles font intervenir le vecteur  $(\mathbf{f}_3)$ .

On peut poursuivre le calcul à échelle basse fréquence en marquant d'exposant "BF" toutes les grandeurs. On retrouve alors le vecteur  $(\mathbf{f}_3^{BF})$  des rapports cycliques :

$$\begin{cases} (\mathbf{v}_2^{BF}) = v_{red}^{BF} \cdot T_{32}^t \cdot (\mathbf{f}_3^{BF}) \\ i_{red}^{BF} = (\mathbf{f}_3^{BF})^t \cdot T_{32} \cdot (\mathbf{i}_2^{BF}) \end{cases} \quad (6.65)$$

Afin d'aboutir à un résultat transposable par les phaseurs, il est nécessaire d'écrire  $(\mathbf{f}_3^{BF})$  sous la forme d'une décomposition de Concordia :

$$(\mathbf{f}_3^{BF}) = T_{32} \cdot (\mathbf{f}_2^{BF}) + T_{31} \cdot f_0^{BF} \quad (6.66)$$

Le terme homopolaire  $f_0^{BF}$  ne peut être omis car il est présent de manière évidente du fait du domaine de définition  $[0; 1]$  des rapports cycliques<sup>5</sup>. Mais ce terme homopolaire n'apporte aucune contribution sur les grandeurs électriques du fait de la présence de la matrice  $T_{32}$  dans les relations (6.65) car on rappelle que

$$T_{32}^t \cdot T_{31} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad \text{et} \quad T_{31}^t \cdot T_{32} = \begin{pmatrix} 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (6.67)$$

Par suite, nous avons

$$\begin{cases} (\mathbf{v}_2^{BF}) = v_{red}^{BF} \cdot (\mathbf{f}_2^{BF}) \\ i_{red}^{BF} = (\mathbf{f}_2^{BF})^t \cdot (\mathbf{i}_2^{BF}) \end{cases} \quad (6.68)$$

Nous obtenons alors des relations remarquables qui peuvent parfaitement être transcrites avec des phaseurs.

On introduit donc des vecteurs complexes définis de la manière suivante

$$\underline{\mathbf{x}}^{BF} \triangleq \begin{pmatrix} 1 & j \end{pmatrix} \cdot (\mathbf{x}_2^{BF}) \quad (6.69)$$

Ainsi, nous obtenons finalement

$$\begin{cases} \underline{v}^{BF} = \underline{f}^{BF} \cdot v_{red}^{BF} \\ i_{red}^{BF} = \Re [\underline{f}^{BF*} \cdot \underline{i}^{BF}] \end{cases} \quad (6.70)$$

La deuxième relation peut être réécrite comme suit

$$i_{red}^{BF} = \frac{1}{2} (\underline{f}^{BF*} \cdot \underline{i}^{BF} + \underline{f}^{BF} \cdot \underline{i}^{BF*})$$

On peut alors écrire la commande  $\underline{f}^{BF}$  sous forme polaire

$$\underline{f}^{BF} = f \cdot e^{j\zeta} \quad (6.71)$$

Il ne s'agit visiblement pas d'un modulateur simple. Ceci est dû au fait que le redresseur (ou l'onduleur) assure un passage entre un "monde" monophasé et un "monde" diphasé (et même triphasé en réalité). Le modèle proposé sous forme de schéma-blocs est présenté à la figure 6.12. Toutefois, il n'est pas utile de rechercher une représentation phasorielle du convertisseur lorsque celle de la machine

<sup>5</sup>Il aurait été possible dès le départ de définir d'autres fonctions de connexion de valeurs  $\pm 1$  pour lesquelles la composante homopolaire aurait été absente. Toutefois, le résultat aurait été identique.

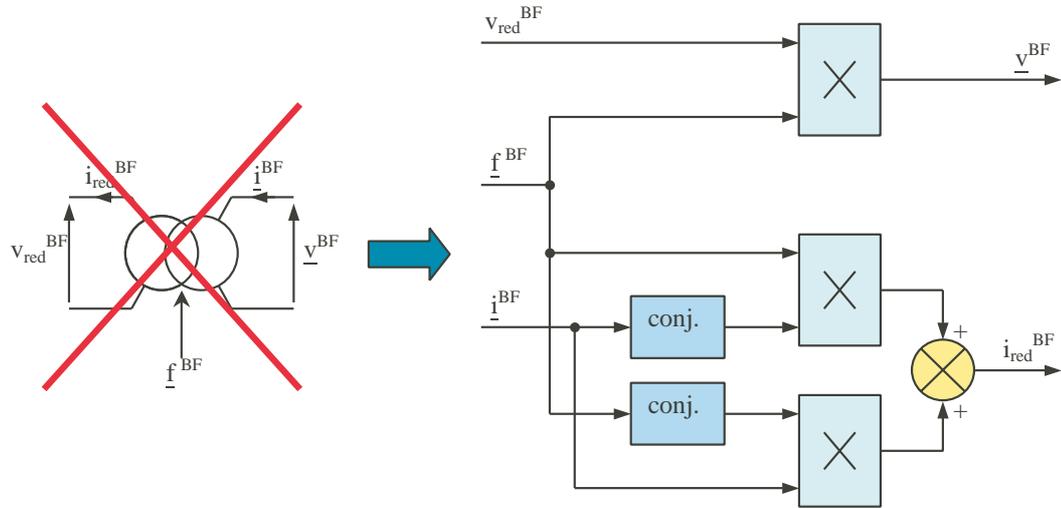


FIG. 6.12 – Modèle phasorial du redresseur (ou d'un onduleur) MLI

est proposée par composantes. En effet, si nous gardons les expressions par composantes, nous obtenons les relations suivantes entre grandeurs basse fréquence (BF)

$$\begin{cases} v_{\alpha}^{BF} = v_{red}^{BF} \cdot f_{\alpha}^{BF} \\ v_{\beta}^{BF} = v_{red}^{BF} \cdot f_{\beta}^{BF} \end{cases} \quad (6.72)$$

et

$$i_{red}^{BF} = f_{\alpha}^{BF} \cdot i_{\alpha}^{BF} + f_{\beta}^{BF} \cdot i_{\beta}^{BF} \quad (6.73)$$

On notera par ailleurs que ces relations se conservent dans un repère tournant ( $dq$ ) quelconque car nous avons

$$\begin{cases} v_d^{BF} = v_{red}^{BF} \cdot f_d^{BF} \\ v_q^{BF} = v_{red}^{BF} \cdot f_q^{BF} \end{cases} \quad (6.74)$$

et

$$i_{red}^{BF} = f_d^{BF} \cdot i_d^{BF} + f_q^{BF} \cdot i_q^{BF} \quad (6.75)$$

Ceci nous permet de mettre en évidence deux hacheurs connectés à un bus continu commun, alimentant chacun une source de courant dynamique. On pourra parler d'un hacheur d'axe  $d$  et d'un hacheur d'axe  $q$  comme le montre la figure 6.13, représentant le schéma dynamique en composantes (SDC) global de la MSDE et de son redresseur MLI, alimentant une charge RC parallèle.

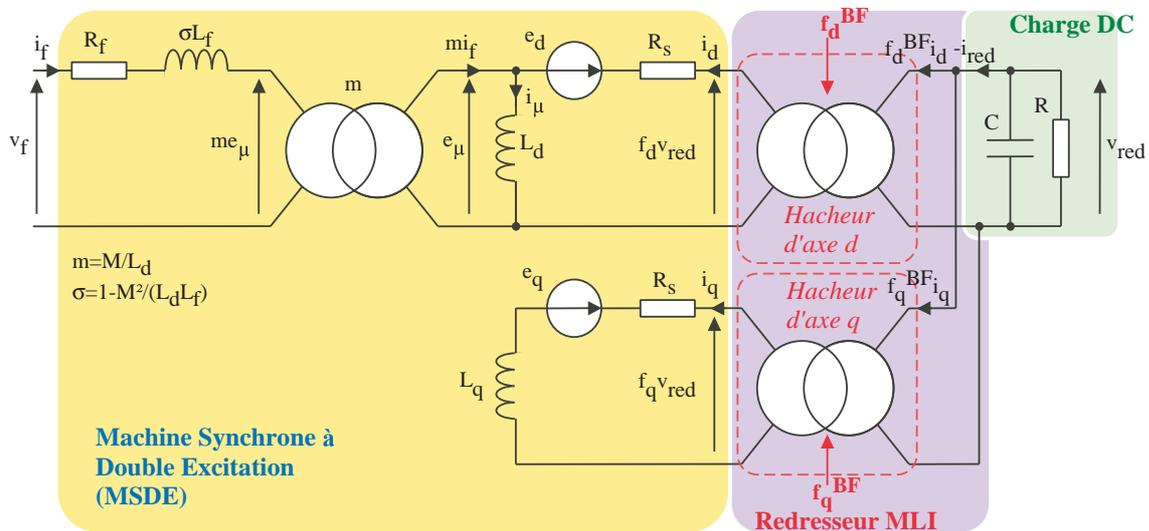


FIG. 6.13 – Schéma dynamique en composantes global de la MSDE et de son redresseur MLI sur charge RC parallèle

## Chapitre 7

# Formalismes graphiques

### 7.1 Principes généraux

Les principes généraux qui sont à la base des formalismes graphiques utilisés en électrotechnique en vue de la commande sont tous les mêmes quel que soit l'outil utilisé : il s'agit de caractériser un système en termes de relations entre les différentes grandeurs mises en jeu (électriques, magnétiques, mécaniques essentiellement en électrotechnique) qui peuvent être soit *rigides* (typiquement une relation de proportionnalité) soit *causales*. Les relations causales sont généralement décrites sous forme *intégrale* (on parle de *causalité intégrale*) pour des *raisons physiques* et plus concrètement pour des raisons d'exploitation informatique dans la mesure où les dérivations sont très problématiques. Physiquement, ces relations causales sont représentatives d'éléments de stockage d'énergie. En effet, dans une inductance  $L$ , nous avons

$$i_L(t) = \frac{1}{L} \int_{t_0}^t v_L(t) \cdot dt + i_L(t_0) \quad (7.1)$$

ou pour un condensateur

$$v_C(t) = \frac{1}{C} \int_{t_0}^t i_C(t) \cdot dt + v_C(t_0) \quad (7.2)$$

Alors que les énergies dans une inductance  $W_L$  et dans un condensateur  $W_C$  sont liés respectivement au courant  $i_L$  et à la tension  $v_C$  par les relations :

$$W_L = \frac{1}{2} L i_L^2$$
$$W_C = \frac{1}{2} C v_C^2$$

Et il faut noter que ces relations se généralisent à d'autres domaines de la physique.

De part leur nature énergétique, ces grandeurs sont très importantes dans le cadre d'un contrôle de système. Ces variables portent le nom de *variables d'état* et sont à la base de tout un édifice théorique établi par les automaticiens pour la commande des systèmes dynamiques.

Comme cela est présenté dans le chapitre 8, la difficulté majeure dans la commande (vue comme une inversion de modèle) consiste à inverser une relation causale. En effet, naïvement, il s'agit d'une dérivation. Or, cette dérivation doit être implantée dans un calculateur qui peut être soit numérique soit analogique. Dans le cas numérique, comme cela a été dit plus haut, la dérivation pose problème car l'implantation d'une approximation du type

$$\frac{dx}{dt} \approx \frac{x[n] - x[n-1]}{T_e}$$

où  $T_e$  est la période d'échantillonnage ne fonctionne pas (au même titre que d'autres approximations plus sophistiquées).

On peut s'interroger sur le cas analogique où il ne s'agit pas d'une approximation de même nature : l'implantation d'une dérivation consiste en un montage à base d'amplificateur opérationnel (par exemple). Celle-ci est donc limitée par les performances des composants. Mais *même en admettant* des performances rendant la *dérivation exacte* (et en *faisant abstraction du bruit*), il faut noter que *l'intégrateur fait apparaître* un paramètre : la *condition initiale*  $x(t_0)$  que l'on voit d'ailleurs dans les expressions (7.1) et (7.2). Il n'est donc possible de *contrôler en boucle ouverte* un système intégrateur qu'à *une constante près*. Pour contrôler exactement le système, il est nécessaire de *prendre connaissance de cette constante*. Or, cette prise de connaissance doit être faite *par l'intermédiaire d'une mesure* à l'instant  $t = t_0$ .

Finalement, si *une mesure initiale est nécessaire*, il peut donc être intéressant de travailler en *boucle fermée* et *mesurer en permanence*. Et nous aboutissons à une structure bouclée pour laquelle l'intégrateur pur en boucle ouverte se transforme en un système du 1<sup>er</sup> ordre à gain statique unitaire en boucle fermée (donc suiveur<sup>1</sup>). Et cette méthode présente des avantages bien connus de robustesse (avérés ou tout du moins potentiels) vis à vis de variations de paramètres et en termes de réjection de perturbations.

Mais il ne s'agit pas ici d'approfondir l'aspect "Automatique" du problème mais de justifier l'*approche par inversion de modèle* de la commande de système. Or, cette approche s'accommode naturellement de représentations graphiques : la commande devient alors une *reproduction en miroir* (donc inversée) du processus piloté.

## 7.2 Le Graphe informationnel de causalité (GIC)

Le Graphe Informationnel de Causalité (GIC) est une forme synthétique de schéma-blocs développé spécifiquement pour la synthèse de commande. Ce formalisme est le prédécesseur du REM au L2EP [HAU 95] et a été appliqué dans l'enseignement, notamment grâce à [HAU 99]. Il s'agit d'un formalisme visuellement très simple, s'articulant autour de deux types de "blocs" comme le montre la figure 7.1.

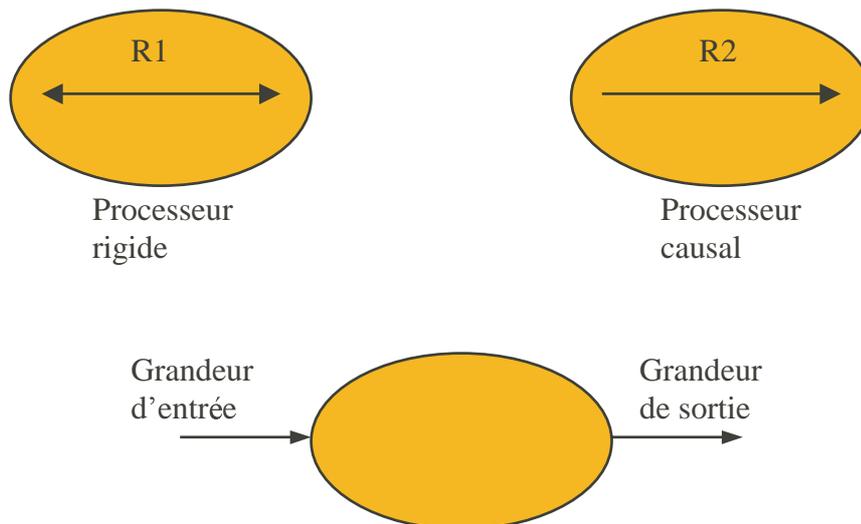


FIG. 7.1 – Briques de base du GIC

Et dans le cadre de conversion d'énergie, la modélisation permet de voir apparaître des éléments portant des noms particuliers :

- modulateurs (e.g. transformateur électrique, réducteur mécanique)

<sup>1</sup>L'inversion est donc obtenue sans difficulté à l'aide du bouclage

– gyrateurs (e.g. machine électrique, type MCC)

et le formalisme a ensuite été étendu aux systèmes discrets. En outre, un code de couleurs peut être utilisé pour distinguer les éléments représentant le système direct (typiquement, la machine), le système inverse (la commande) et les éventuels estimateurs mis en oeuvre dans la commande. Tous ces éléments sont illustrés par la figure 7.2.

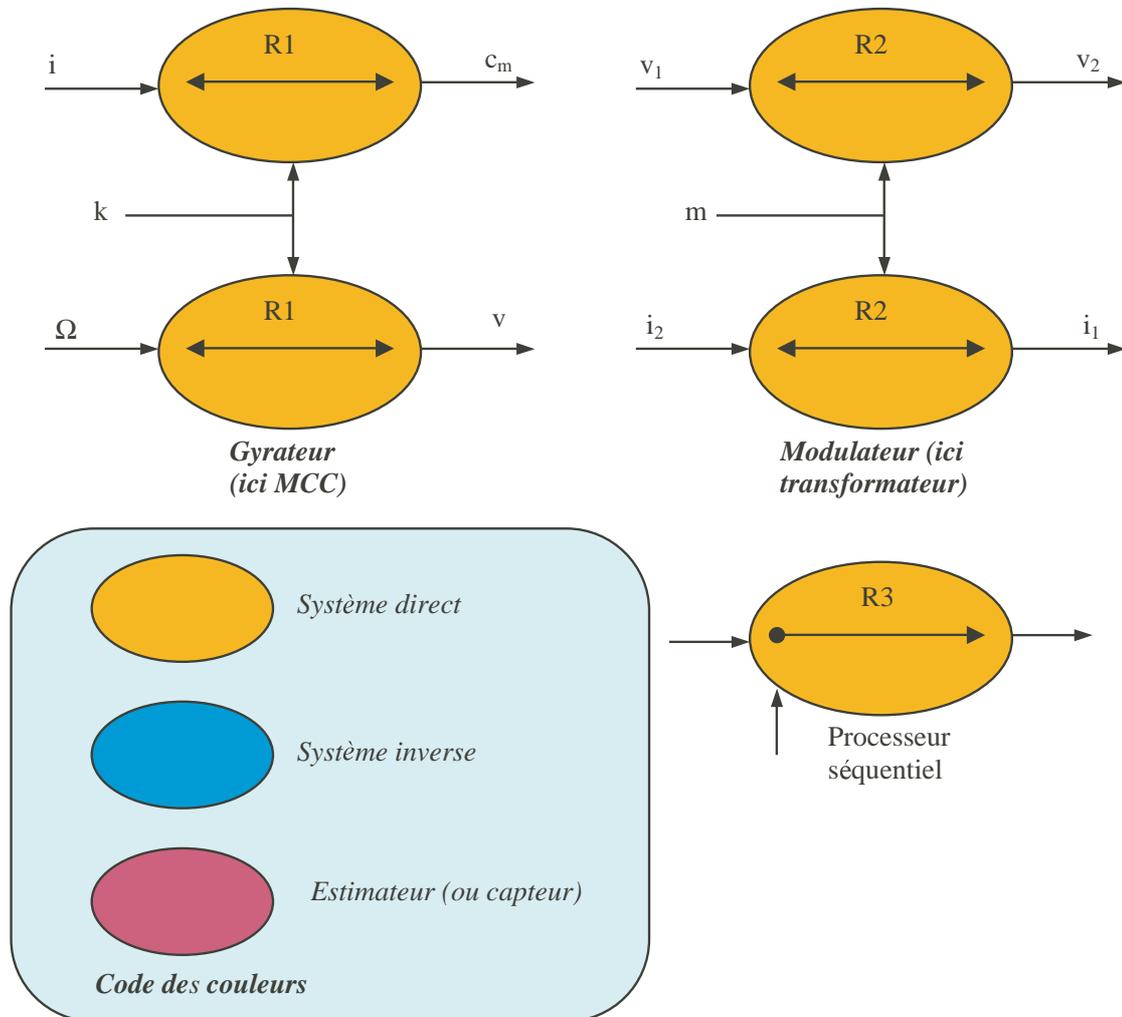


FIG. 7.2 – Eléments complémentaires du GIC

### 7.3 La représentation énergétique macroscopique (REM)

La REM est un formalisme plus complexe (en termes de “vocabulaire” graphique) que le GIC [BOU 00], [BOU 03b] mais il est adapté aux Systèmes Multimachines-Multiconvertisseurs (SMM) [BOU 03a] qui sont de plus en plus présents dans les activités de recherche en électrotechnique (et tout particulièrement en commande). Ici, les distinctions entre les éléments d’un système à commander et la commande ne se limitent pas au code de couleur introduit ci-dessus (qui est néanmoins conservé) mais portent également sur les formes géométriques des symboles.

La figure 7.3 regroupe les symboles utilisés tant pour la description de machines (on remarquera également les distinctions entre éléments mécaniques et électriques) que pour la commande et l’estimation.

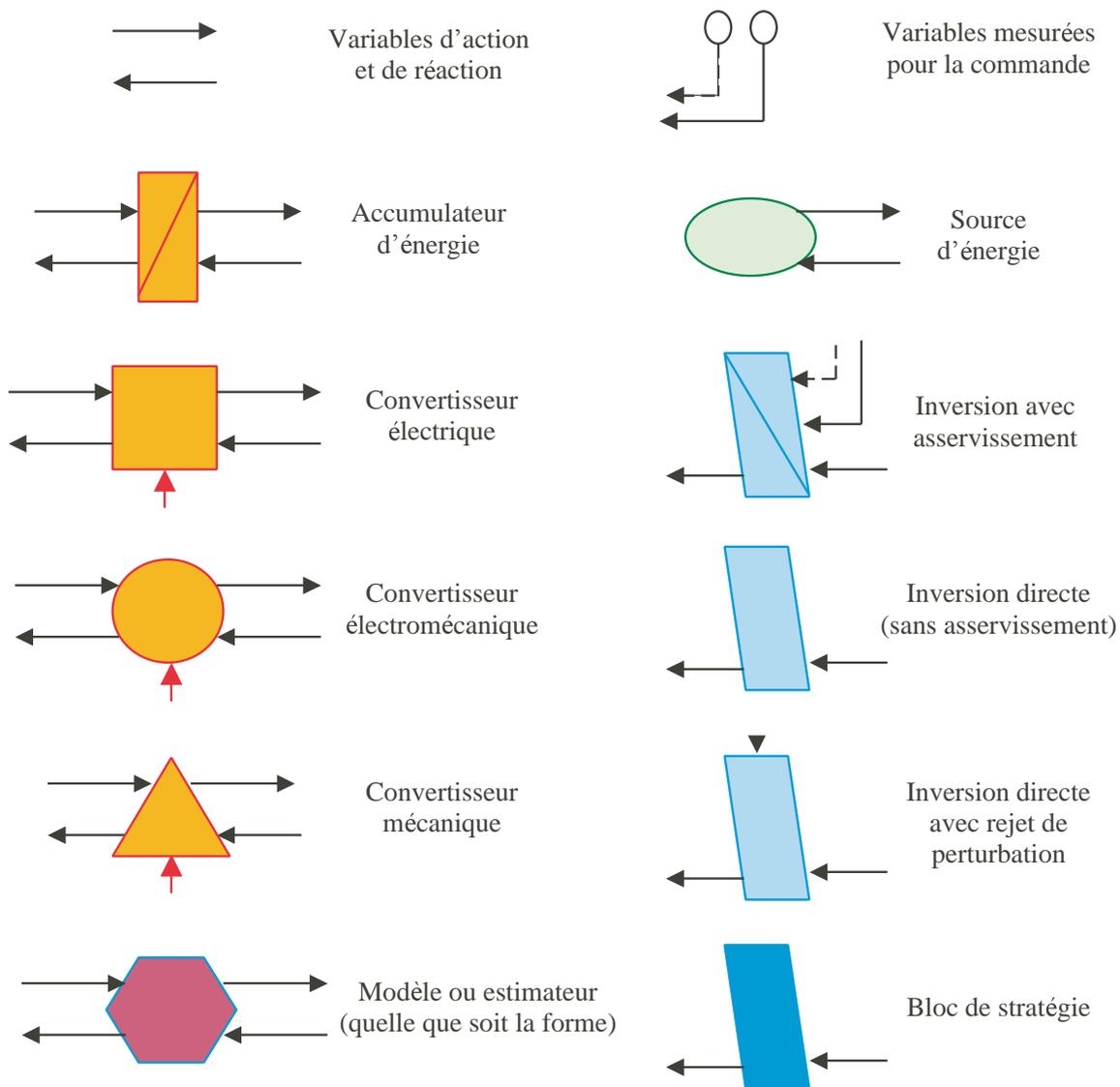


FIG. 7.3 – Symboles des REM

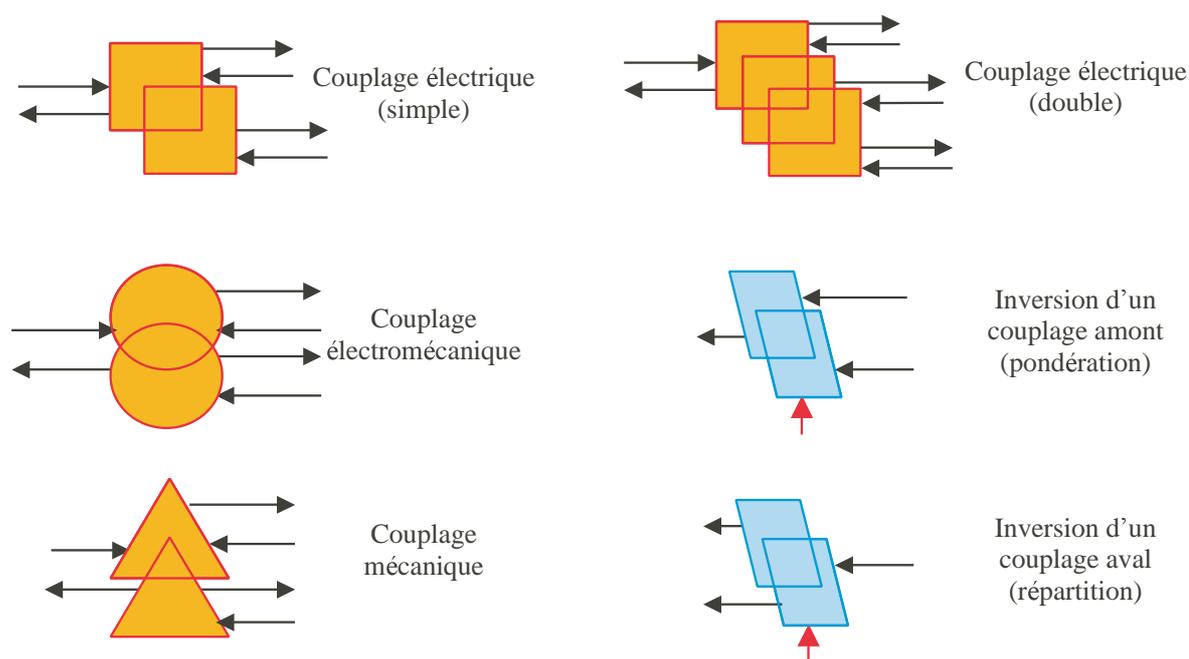


FIG. 7.4 – Couplages (formalisme SMM)

Comme cela est évoqué plus haut, la REM est particulièrement adaptée aux SMM. Dans de tels systèmes, des couplages existent entre les différentes machines et les différents convertisseurs utilisés. Ces couplages sont représentés dans une REM de la manière indiquée à la figure 7.4, par superposition de différents éléments de même nature.

**Remarque 7.1** *La bibliothèque des éléments présentés dans les figures 7.1 à 7.4 est issue d'un fascicule distribué pendant l'école d'été "Formalismes Graphiques de Modélisation et de Commande de Systèmes Electromécaniques", organisée à Lille du 11 au 13 juillet 2005.*

**Remarque 7.2** *Les formalismes présentés ici sont issus de l'électrotechnique bien qu'ils soient potentiellement multiphysiques. D'autres formalismes existent : on peut en particulier citer le graphe de liens (ou Bond-Graph), introduit initialement dans [PAY 61] mais aussi les graphes de fluence (ou Signal flow graph), introduit dans [MAS 53], [MAS 56]. Pour une vue exhaustive de la modélisation en vue de la commande, le lecteur pourra consulter [LEV 96]. Il y est d'ailleurs clairement indiqué que les schémas électriques constituent de bons modèles graphiques.*

## 7.4 Apports des schémas dynamiques

Dans cette section, nous nous intéresserons plus particulièrement aux schémas dynamiques phasoriels (SDP) dans la mesure où leur manipulation est assez immédiate et s'applique aux machines **isotropes** (*i.e.* à pôles lisses). Les schémas ont pour principal avantage d'être un outil connu de longue date par les électrotechniciens. Mais ils ont pour inconvénient le pendant de cet avantage : il est spécifique à cette discipline (...ou presque car des analogies existent entre domaines physiques, notamment entre électricité et mécanique comme cela est illustré dans [ROU 00]). Néanmoins, il offre une aide importante dans la synthèse de commande (particulièrement pour les générateurs électriques). Les transformations et manipulations des schémas électriques sont des opérations bien connues que nous ne rappellerons pas ici à l'exception d'un point non classique et particulièrement utile pour les machines (et les charges) triphasées.

Les éléments d'un schéma dynamique sont affectés par les rotations appliquées aux grandeurs électriques. Soient un repère ( $I$ ) et un deuxième repère ( $II$ ) décrivant un angle  $\xi$  (variable dans le temps) avec le premier, la relation de passage relative à une grandeur d'un repère à l'autre est la suivante :

$$\underline{x}^I = e^{j\xi} \cdot \underline{x}^{II} \tag{7.3}$$

Il est facile de vérifier que les transformations ne s'appliquent pas aux composants résistifs car

$$\underline{v}_R^I = R \cdot \underline{i}_R^I \tag{7.4}$$

peut se développer de la manière suivante

$$e^{j\xi} \cdot \underline{v}_R^{II} = R \cdot e^{j\xi} \cdot \underline{i}_R^{II} \tag{7.5}$$

et nous obtenons la même expression que (7.4) dans le repère ( $II$ ) :

$$\underline{v}_R^{II} = R \cdot \underline{i}_R^{II} \tag{7.6}$$

Nous n'obtenons pas un résultat aussi simple dans le cas des composants réactifs. En effet, si nous notons

$$\underline{y}^I = \frac{d}{dt} [\underline{x}^I] \tag{7.7}$$

et le développement de cette expression par la rotation (7.3) nous donne

$$e^{j\xi} \cdot \underline{y}^{II} = \frac{d}{dt} [e^{j\xi} \cdot \underline{x}^{II}] = j\dot{\xi} \cdot e^{j\xi} \cdot \underline{x}^{II} + e^{j\xi} \cdot \frac{d}{dt} [\underline{x}^{II}] \tag{7.8}$$

pour obtenir finalement

$$\underline{y}^{II} = j\dot{\xi} \cdot \underline{x}^{II} + \frac{d}{dt} [\underline{x}^{II}] \tag{7.9}$$

Ce résultat fondamental, dont on notera le caractère général (aucune restriction au régime permanent sinusoïdal – RPS), nous permet de proposer les transformations de la figure 7.5 relatives aux composants réactifs (inductances et condensateurs) d'un schéma dynamique phasorial.

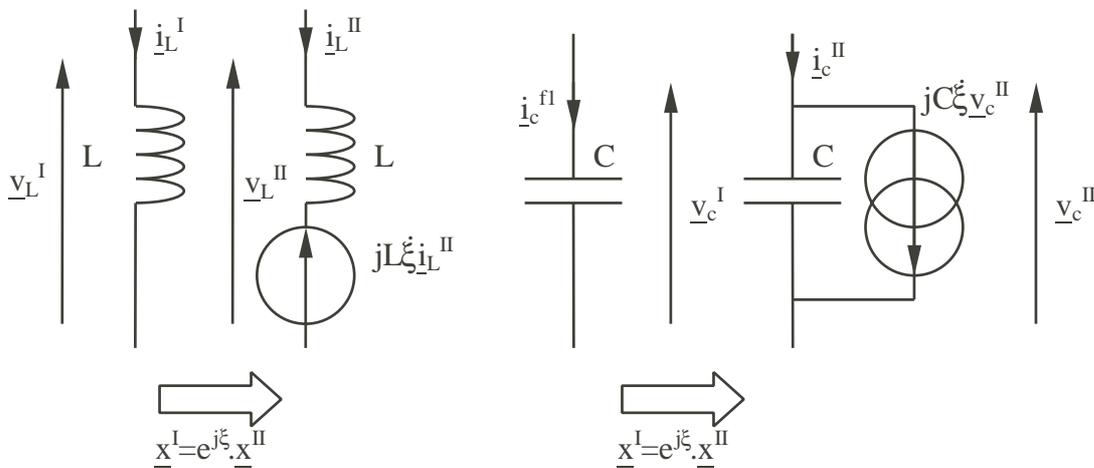


FIG. 7.5 – Transformations par rotation des SDP

## 7.5 Schémas dynamiques et autres représentations graphiques

### 7.5.1 Liens avec les schémas-blocs

L'outil de base pour la représentation de systèmes dynamiques en vue de la commande est le schéma-blocs. Cet outil est très éloigné des schémas dynamiques dans la mesure où les interconnexions ne portent pas les mêmes informations :

- les interconnexions dans les schémas dynamiques (SDP ou SDC) portent deux informations : tension et courant
- les interconnexions dans les schémas-blocs transmettent des signaux (de nature quelconque) entre une sortie d'un bloc et une (ou plusieurs) entrée(s) de bloc(s).

Bien que ces outils soient sans rapport apparent, il est relativement facile de transcrire un schéma dynamique en schéma-blocs (l'inverse est moins naturel mais à priori possible). Pour cela, il est nécessaire de mettre en oeuvre une méthodologie adaptée :

1. Vérifier que le schéma est bien conditionné (fusion d'éléments réactifs porteurs d'une même variable d'état<sup>2</sup>)
2. Le cas échéant, procéder à une transformation du schéma par fusion de composants (pour rendre le système bien conditionné : cf. 1)
3. Identifier les variables d'état à partir des composants réactifs
4. Transcrire les composants réactifs comme des blocs intégrateurs dans le schéma-blocs
5. Réaliser les interconnexions entre les blocs intégrateurs en respectant les lois de Kirschoff

**Remarque 7.3** *Dans un schéma dynamique de machine, il apparaît nécessairement des f.e.m. liées à la conversion d'énergie. Pour que le schéma dynamique soit bien conditionné, il est nécessaire d'exprimer cette f.e.m. en fonction des variables d'état. Ceci est possible pour des raisons physiques et nécessaire pour une bonne transcription du schéma dynamique sous forme de schéma-blocs, et pour plus tard élaborer une commande.*

Les étapes de la démarche énoncés ci-dessus sont illustrées par un exemple à la figure 7.6.

**Remarque 7.4** *On voit bien avec cet exemple que le caractère "phasoriel" du schéma n'a pas d'impact sur la méthode mis à part la nature complexe des variables. Il n'y a donc aucune différence lorsqu'on traite un exemple scalaire ou un schéma dynamique en composantes (SDC)*

### 7.5.2 Liens avec les graphes informationnels de causalité (GIC)

Dans la mesure où le GIC est un formalisme proche des schémas-blocs, la transcription d'un schéma dynamique vers le GIC suit une démarche analogue à celle présentée dans la section précédente. Les étapes sont donc les mêmes et il n'y a qu'un changement de représentation graphique aux étapes 4 et 5 comme le montre la figure 7.7.

### 7.5.3 Liens avec les représentations énergétiques macroscopiques (REM)

La représentation énergétique macroscopique (REM) est un formalisme qui est proche d'un schéma électrique. En effet, l'interconnexion de blocs dans la REM est double avec :

- une variable d'action
- et une variable de réaction

Ceci correspond aux variables d'effort et du flux que l'on rencontre dans un autre formalisme, très utilisée dans la communauté des automaticiens, appelé graphe de liens (ou Bond-Graph) -cf. section 7.6. Or, cette association par couple de variables s'approche fortement d'une représentation électrique

<sup>2</sup>Inductances et capacités respectivement placées en série et en parallèle.

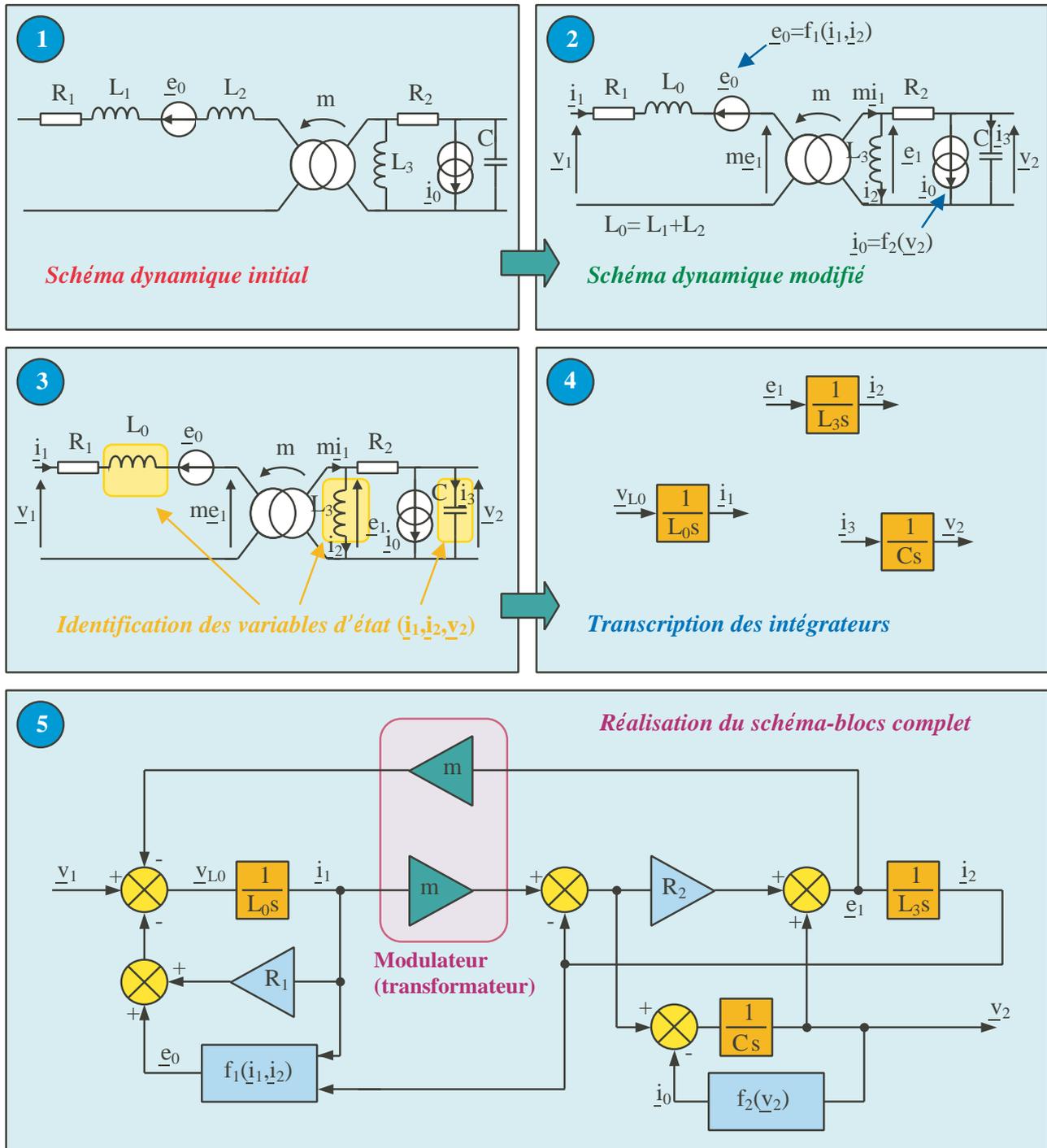


FIG. 7.6 – Méthodologie de transcription d'un schéma dynamique en schéma-blocs

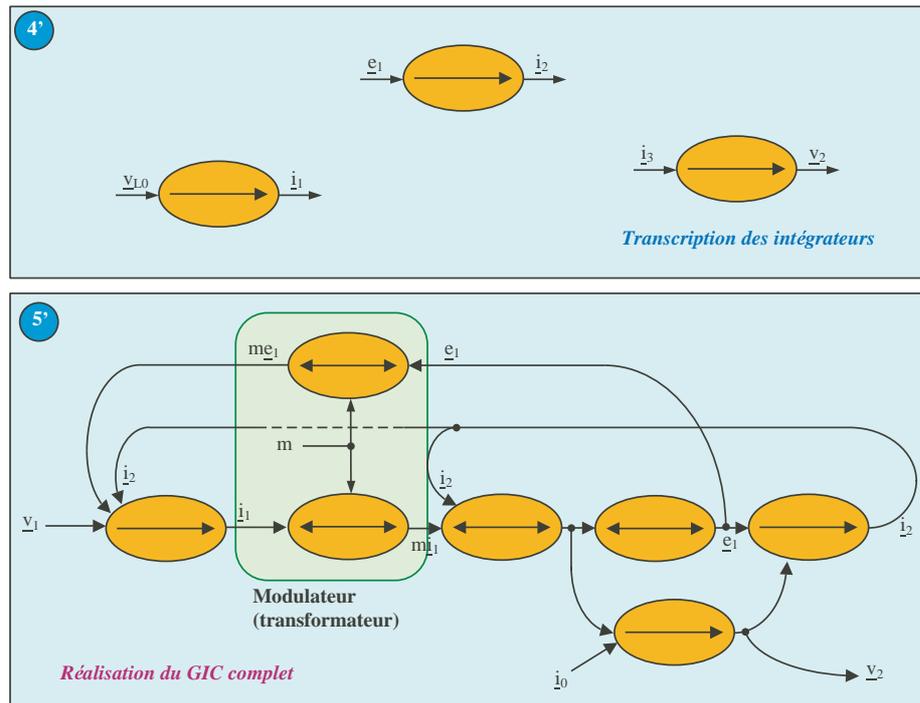


FIG. 7.7 – Méthodologie de transcription en GIC

comme le montre la figure 7.8 où on voit l’analogie entre cette connexion double et un bus électrique (e.g. bus continu d’alimentation d’un hacheur)

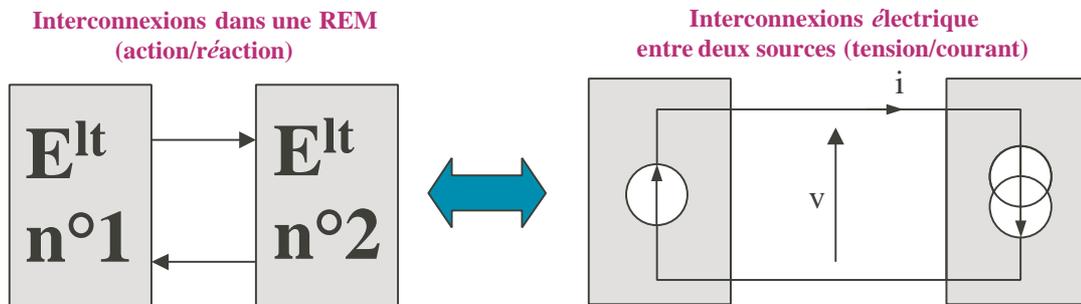


FIG. 7.8 – Analogie entre REM et schéma électrique

Il est facile de proposer une décomposition du schéma dynamique phasorial proposé initialement à la figure 7.6. Toutefois, une étape de transformation est nécessaire. En effet, notre exemple (issu de la modélisation de la MADA) contient une f.e.m. notée  $e_0$  que nous avons définie comme étant fonction de deux variables d’état :  $i_1$  et  $i_2$ . Or, la REM impose une décomposition stricte des éléments “accumulateurs d’énergie”. Or, pour la décomposition du schéma qui va suivre, il est souhaitable de décomposer cette f.e.m. en deux termes notés  $e_{0a}$  et  $e_{0b}$  où

$$\begin{cases} e_{0a} = f_{1a}(i_1) \\ e_{0b} = f_{1b}(i_2) \end{cases} \quad (7.10)$$

et nous admettons que cette décomposition est possible (elle l’est pour la MADA). Ensuite, la f.e.m.  $e_{0b}$ , relative à  $i_2$  peut être ramenée à droite du transformateur de rapport de transformation  $m$ . Nous

obtenons alors une nouvelle f.e.m.  $\underline{e}'_{0b}$  définie comme suit

$$\underline{e}'_{0b} = f'_{1b}(\underline{i}_2) = \frac{1}{m} \cdot f_{1b}(\underline{i}_2) \tag{7.11}$$

Nous avons donc un nouveau schéma qui est ensuite décomposé en 4 éléments de la manière indiquée à la figure 7.9.

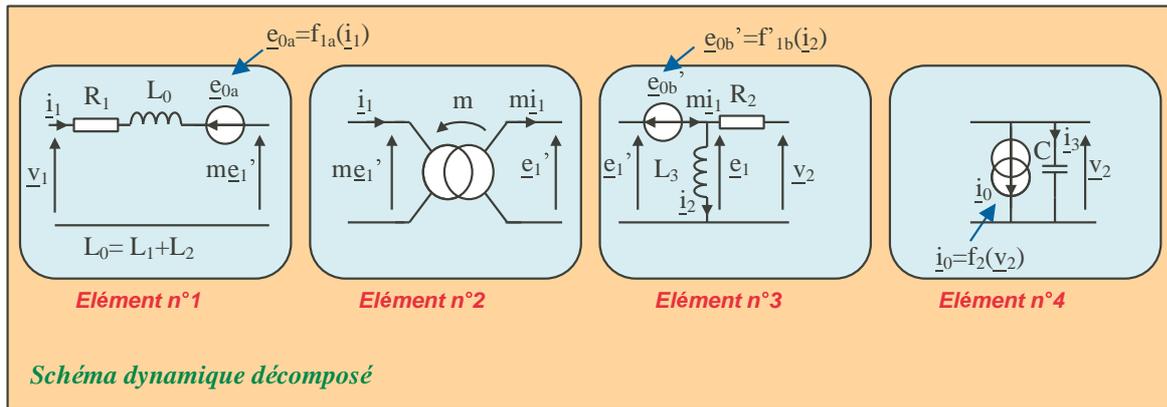


FIG. 7.9 – Décomposition du schéma dynamique en vue de la REM

Il s’agit alors de proposer une REM traduisant ce schéma. Cette traduction, effectuée à la figure 7.10, est quasi immédiate dans la mesure où nous avons des éléments d’accumulation et de conversion en cascade.

Néanmoins, on identifie un problème de structuration dans le REM établi car on voit apparaître un bloc d’accumulation d’énergie qui, bien que correctement conditionné, présente une configuration hybride d’entrées/sorties avec une entrée “courant” et une entrée “tension” (idem pour les sorties). Or, il est souhaitable que les accumulateurs d’énergie aient des entrées de même nature et des sorties également de même nature. En fait, les REM ont une extension les rendant aptes à décrire des systèmes multimachines multiconvertisseurs (SMM) que nous allons exploiter ici.

Dans un cadre purement électrique comme celui des schémas dynamiques, les couplages (visibles) ne peuvent être qu’électriques et ils se traduisent par une mise en parallèle d’éléments (partage de la même tension entre deux dipôles) ou une mise en série (partage du même courant entre deux dipôles). Nous aboutissons ici à la REM de la figure 7.11.

Il faut noter que ces représentations sont des traductions du schéma dynamique phasoriel proposé. Nous n’avons qu’un modèle purement électrique. Le cas traité ici était celui de la MADA dont le schéma dynamique phasoriel (SDP) a été établi au chapitre 4. Nous allons terminer le présent chapitre par une modélisation complète de la MADA puis de la MSDE à l’aide de la REM (dont la mise en oeuvre s’est avérée efficace sur la base du SDP de la MADA).

### 7.5.4 REM complète de la MADA

La REM de la MADA est à en grande partie établie mais il faut noter que son extension à la partie mécanique requière une étude particulière. En effet, la traduction de la partie mécanique de la machine dans le SDP est totalement intégrée dans la f.e.m. qui est notée  $\underline{e}_0$  dans le modèle de la figure 7.6. S’agissant d’une étude consacrée explicitement à la MADA (et non plus à un exemple indéterminé), nous reprendrons ici les notations utilisées au chapitre 4 pour les paramètres de la machine ainsi que pour les tensions et courants.

Un préliminaire peut néanmoins être donné concernant une forme générale d’élément de conversion électromécanique : ce point est traité à la figure 7.12.

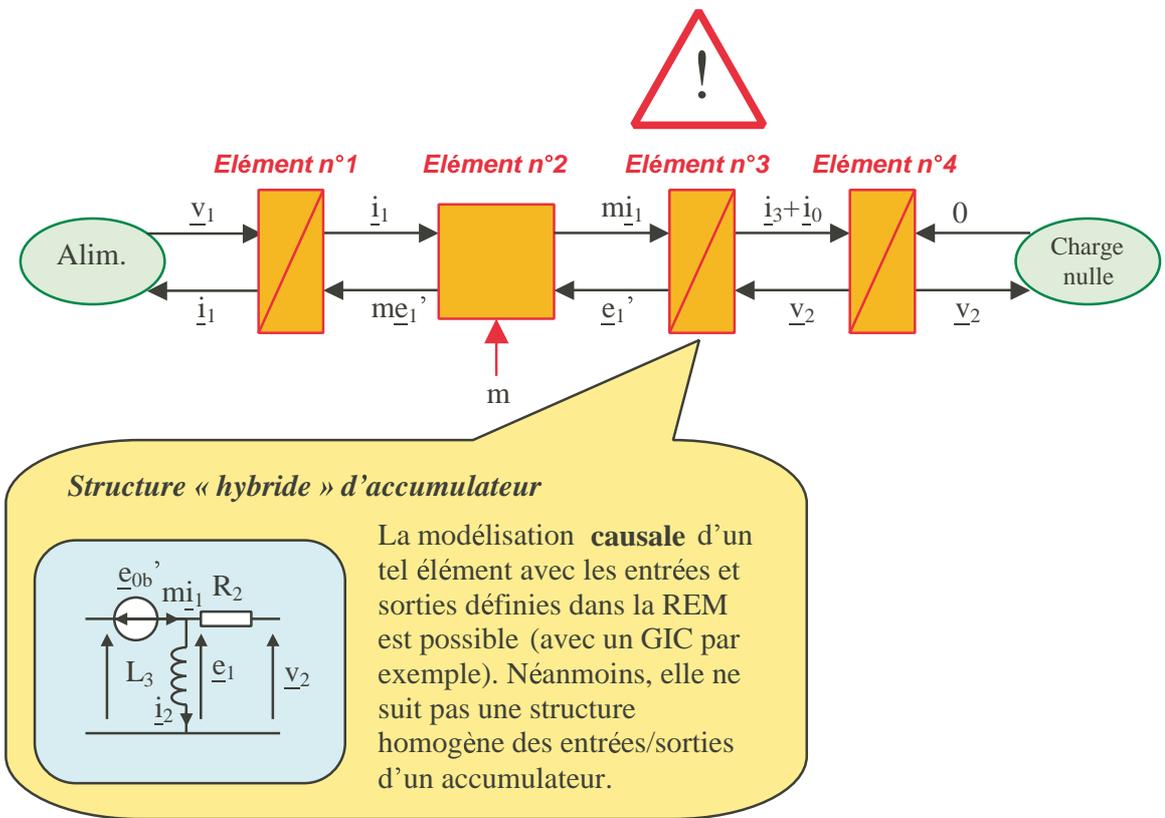


FIG. 7.10 – Traduction “REM” initiale du schéma dynamique

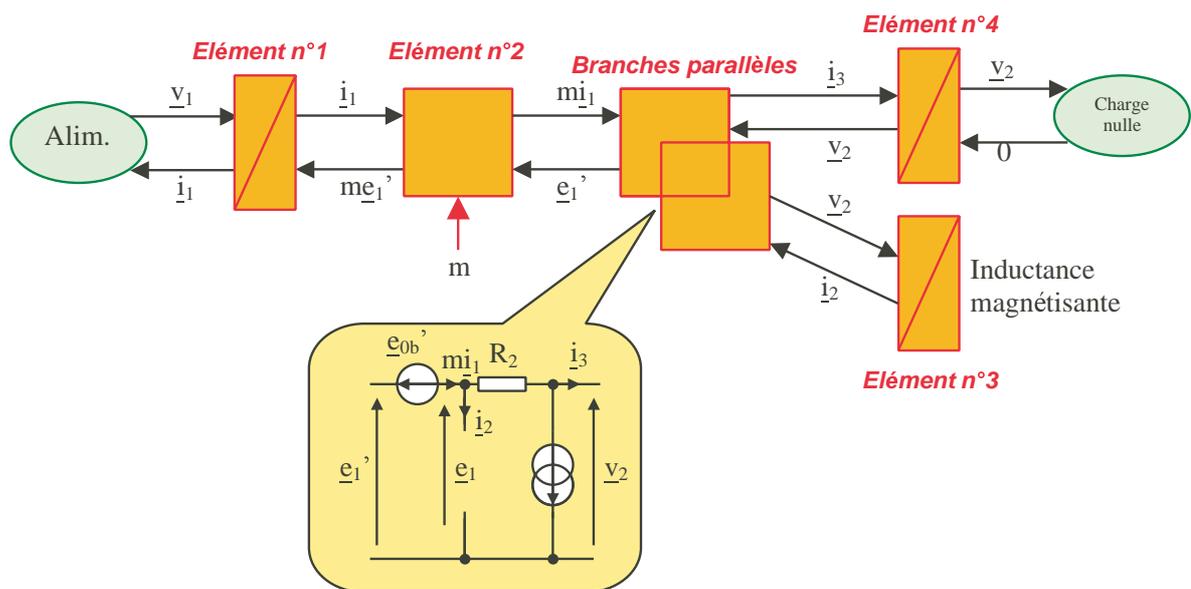


FIG. 7.11 – REM modifiée avec le couplage lié aux branches parallèles

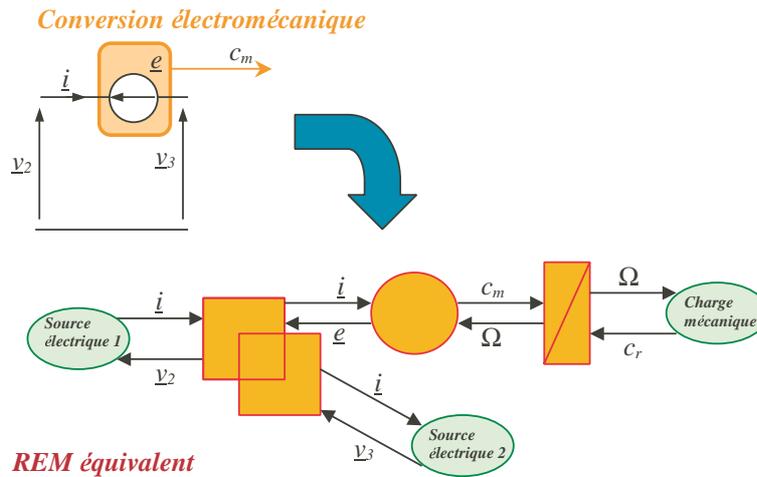


FIG. 7.12 – REM d’une conversion d’énergie électromécanique (l’extérieur impose à ce quadripôle la tension  $v_3$  à droite et  $i$  à gauche)

Il s’agit maintenant d’appliquer ce résultat à la MADA dont on rappelle le SDP à la figure 7.13, en notant qu’il diffère de celui établi au chapitre 4 par son orientation : le rotor étant à gauche et le stator à droite. Outre, il est nécessaire d’effectuer une modification qui a déjà été présentée à la figure 7.9 afin de rendre ce schéma compatible avec le formalisme de la REM (cf. figure 7.14). Ce sens correspond à une utilisation en générateur dans laquelle le rotor est connecté à un onduleur alors que le stator est connecté à un réseau à alimenter. Dans l’exemple traité plus haut (Figure 7.6), nous avons un condensateur connecté en parallèle du stator. Afin de ne pas alourdir la REM de la MADA, nous considérons que le stator est connecté à une source (qui pourra être décrite par ailleurs).

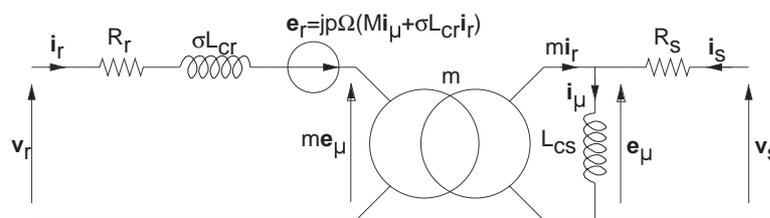


FIG. 7.13 – Schéma dynamique phasoriel de la MADA seule dans son repère statorique

La REM de la MADA incluant la partie mécanique du système est présentée à la figure 7.15. Il reprend le modèle mécanique de la figure 7.12 dans laquelle un élément de stockage rend compte de l’inertie de l’arbre de la machine.

Il faut noter que suivant le type d’application (comme cela a déjà été évoqué), celle-ci peut être négligée et que nous avons alors un modèle différent dans lequel la vitesse est directement imposée à la MADA : ceci est le cas pour une turbine d’avion dans la mesure où il s’agit d’une source mécanique très puissante vis à vis de la puissance mise en jeu dans le générateur électrique (cette alternative de modélisation est également présentée dans la figure – cf. encadré).

### 7.5.5 REM de la cascade

Il s’agit ici de s’appuyer sur le modèle de la MADA établi dans la section précédente et sur la modélisation par SDP de la cascade proposée au chapitre 5. Nous avons deux machines interconnectées par leurs rotors tant électriquement que mécaniquement. Cela se traduit bien évidemment par une

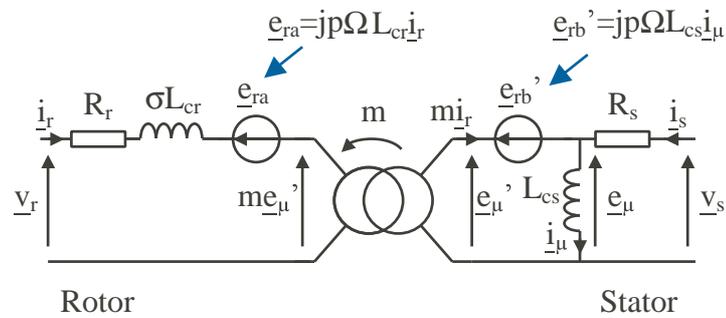


FIG. 7.14 – Modification du SDP de la MADA en vue de la REM

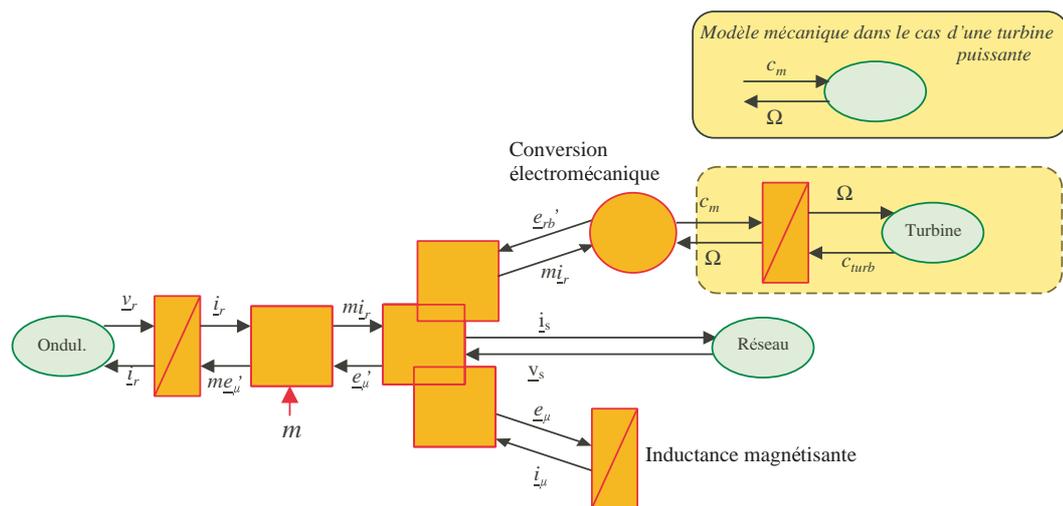


FIG. 7.15 – REM de la MADA incluant la partie mécanique (deux modèle d'entraînement)

association des couples respectifs des deux MADA sur l'arbre. Par contre, le couplage électrique a été modélisé avec le SDP en fusionnant les fuites rotoriques des deux MADA, nous avons là un accumulateur d'énergie aux bornes duquel vont s'appliquer les tensions fournies par les deux machines (avec leurs coupleurs respectifs).

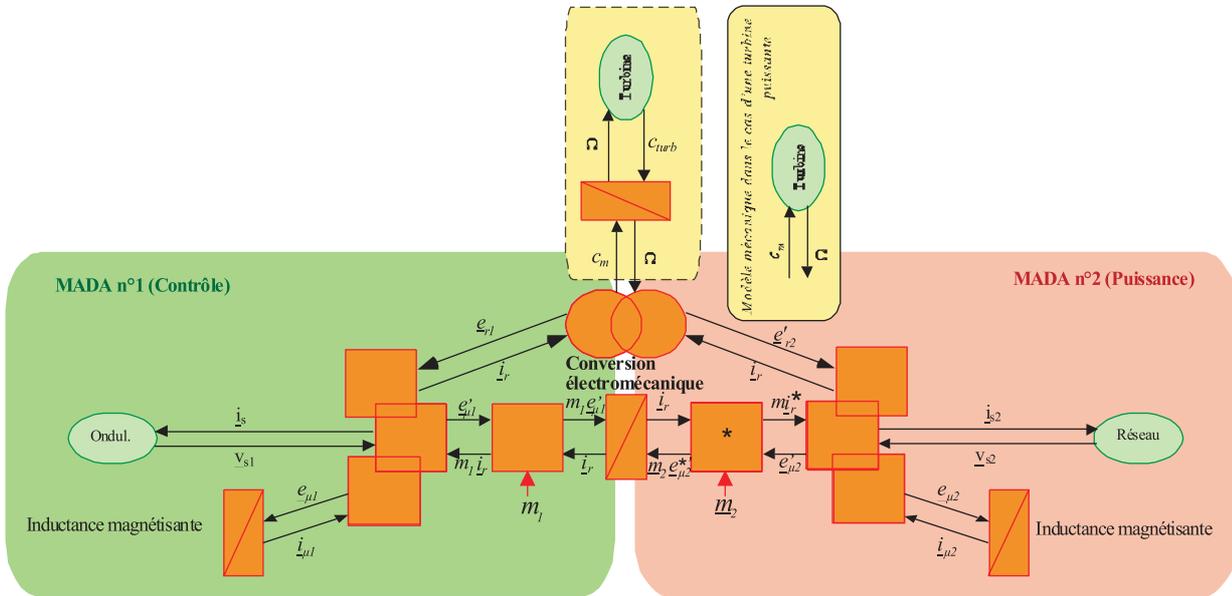


FIG. 7.16 – REM de la cascade de deux MADA

Cette analyse nous conduit “tout naturellement” à la REM de la figure 7.16 dont on notera la forte ressemblance avec le schéma-blocs de la cascade, déjà établi au chapitre 5.

### 7.5.6 REM complète de la MSDE

Le cas de la MSDE est intéressant comme peut le laisser à supposer le schéma dynamique en composantes (SDC) établi au chapitre 6. En effet, on y voit apparaître des f.e.m. de conversion électromécanique sur les enroulements  $d$  et  $q$  de la machine de Park équivalente.

Par ailleurs, on dispose d'un enroulement d'excitation qui présente un couplage électrique avec l'enroulement d'induit d'axe  $d$ . Tous ces éléments se traduisent naturellement en REM aux travers des couplages propres aux SMM, comme le montre la représentation de la figure 7.17. Les notations de la figure introduisent deux f.e.m.  $\underline{e}_d$  et  $\underline{e}_q$  dont les expressions sont :

$$\begin{cases} \underline{e}_d = -p\Omega \mathcal{L}_q i_q \\ \underline{e}_q = p\Omega (\mathcal{L}_d i_d + \Phi + \mathcal{M} i_f) \end{cases} \quad (7.12)$$

**Remarque 7.5** Comme pour la MADA simple ou la cascade, il est possible de modifier le modèle de la turbine d'entraînement.

## 7.6 Cas des Bond-Graphs

Le graphe de liens ou bond-graph est un outil graphique de représentation de systèmes multiphysiques datant des années 60 [PAY 61]. Sa diffusion internationale et sa capacité à fédérer différents domaines physiques à l'aide d'un langage commun sont ses deux principaux intérêts. Il ne s'agit pas ici de présenter les “principes d'écriture” des bond-graph mais on peut noter une forte analogie avec

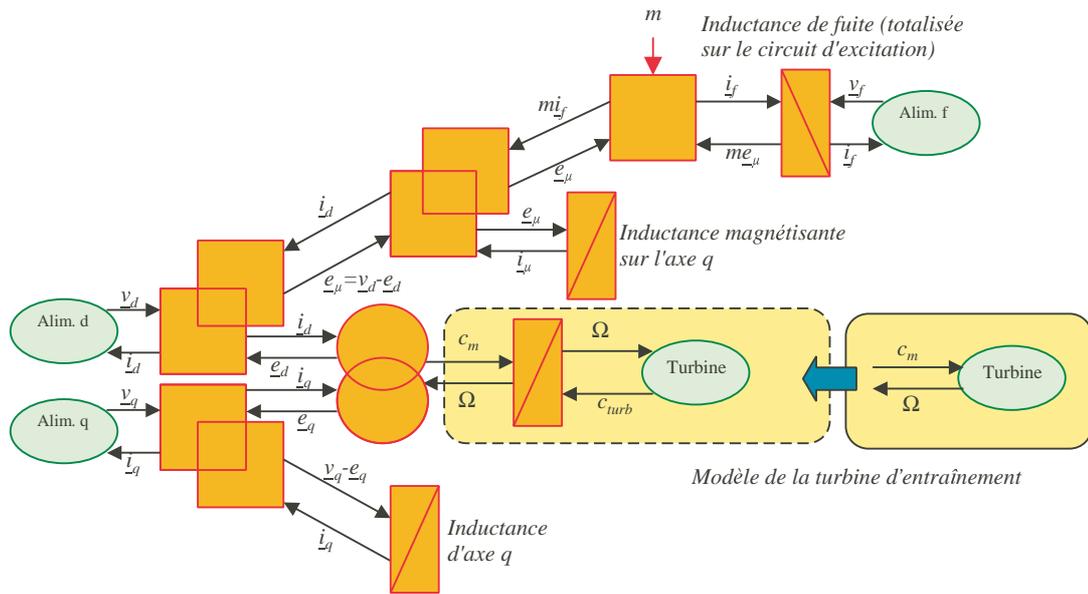


FIG. 7.17 – REM de la machine synchrone à double excitation (MSDE)

les outils présentés dans les paragraphes précédents. En effet, le concept clé commun à tous ces formalismes est la notion de causalité (GIC et REM) et la représentation s'apparente à celle de la REM dans la mesure où elle établit des liens entre composants, ces liens mettant en oeuvre des variables de flux et d'effort. Dans le domaine purement électrique, la production d'un bond-graph à partir d'un schéma peut être obtenue de manière automatique à l'aide d'une méthodologie [LEV 96] basée sur les lois de Kirschhoff (loi des mailles et loi des noeuds) et s'appuyant sur les stockeurs d'énergies (inductances et condensateurs) pour mettre en évidence les causalités.

Ainsi, la traduction d'un SDP (ou d'un SDC) en bond-graph est un travail qui ne présente aucune difficulté comme cela est illustré à la figure 7.18 par le bond-graph de la MADA (dans son repère statorique).

## 7.7 Conclusion partielle

Après une première partie du mémoire consacrée à l'analyse d'architecture ayant dégagé un certain nombre de solutions pour la réalisation de générateurs, la deuxième partie s'est attachée à modéliser les machines (MADA et Cascade de MADA, MSDE), sous formes de Schémas Dynamiques Phasoriels (SDP) ou en Composantes (SDC) suivant les cas, avec une orientation claire vers l'aspect électrique du problème, puisqu'il s'agit de modèles de générateurs. Un lien a été établi entre cette représentation et les formalismes connus en électrotechnique pour la synthèse de commandes par inversion de modèle (GIC et REM) tout en gardant un lien avec d'autres formalismes graphiques plus anciens (schémas-blocs, bond-graphs).

La troisième partie du mémoire va maintenant traiter de la commande des générateurs, basée sur l'utilisation de ces représentations SDP et SDC. Afin de bien clarifier l'approche de la commande par inversion de modèle, le chapitre 8 est clairement dédié à ce sujet indépendamment de l'application visée, bien que l'exemple traité précisément soit celui de la MADA.

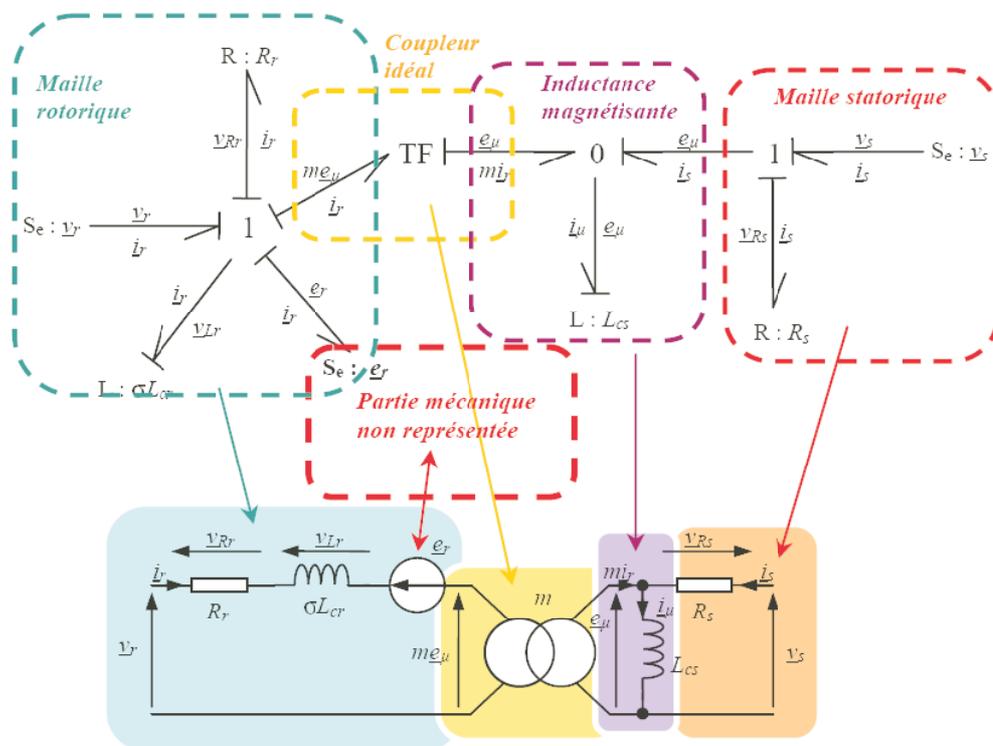


FIG. 7.18 – Bond-graph de la MADA (dans son repère statorique)

Troisième partie

Commande de générateurs



## Chapitre 8

# Commande par inversion de modèle

### 8.1 La commande vue comme inversion de modèle

La commande d'un système peut être vue comme une inversion de modèle. En effet, si nous considérons un système caractérisée par la structure entrée/sortie (ici dans le cas mono-entrée, mono-sortie ou SISO) de la figure 8.1.



FIG. 8.1 – Système mono-entrée, mono-sortie (SISO)

Ce système est décrit par une relation d'entrée/sortie qui, dans le cas des systèmes linéaires invariants (SLI), est de type “*produit de convolution*” :

$$s(t) = h(t) * e(t) \triangleq \int_{\mathbb{R}} h(\tau).e(t - \tau)d\tau \quad (8.1)$$

où le système est complètement défini par la fonction  $h(t)$ , appelée réponse impulsionnelle.

La commande d'un tel système consiste à déterminer l'entrée nécessaire  $e(t)$  permettant à la sortie  $s(t)$  de suivre une certaine consigne  $s^{\text{cons}}(t)$ . Mais deux problèmes se posent pour atteindre un tel objectif :

- l'inversion d'une convolution n'est pas aisée<sup>1</sup>
- un système réel est perturbé et ne peut généralement pas être décrit par la simple relation (8.1)

La démarche de synthèse de commande présentée ici s'appuie sur une description de type “schémas-blocs” du système contrôlé. Celle-ci offre une grande liberté de représentation mais il est généralement nécessaire de s'imposer une certaine structuration dans laquelle on décomposera le système avec uniquement des fonctions de transfert du 1<sup>er</sup> ordre (et si possible encore plus décomposé avec uniquement des relations causales de type “*intégrateur pur*”). Pour les deux sections suivantes, nous illustrerons notre propos au travers d'un exemple simple : la machine à courant continu (MCC) commandée en vitesse. Nous posons au préalable le modèle de la machine :

$$\begin{cases} v = Ri + L \frac{di}{dt} + k\Omega \\ c_m = ki \end{cases} \quad (8.2)$$

<sup>1</sup>et n'est d'ailleurs pas physiquement réalisable car non causale

auquel il faut ajouter l'équation fondamentale de la dynamique :

$$c_m - c_r = J \frac{d\Omega}{dt} \quad (8.3)$$

avec un couple résistant que nous considérerons de la forme

$$c_r = c_0 + f\Omega \quad (8.4)$$

Avec toutes ces équations, nous établissons le schéma-blocs de la figure 8.2.

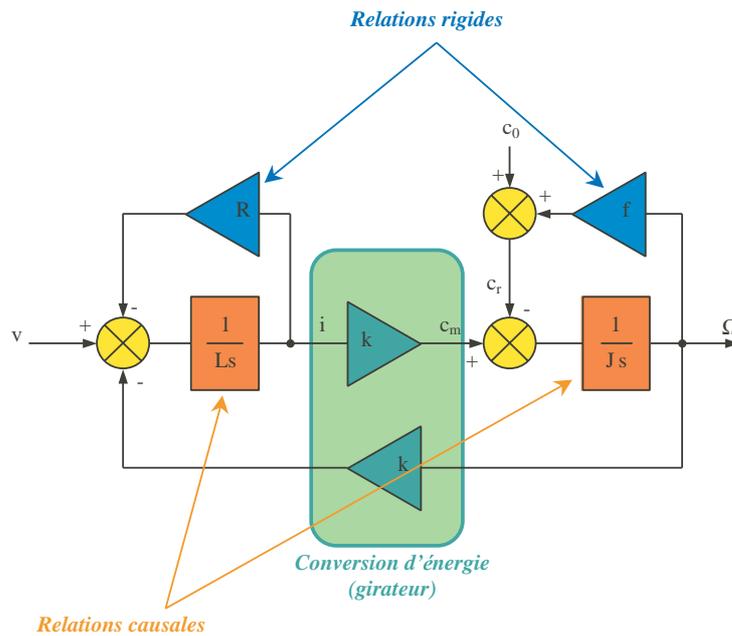


FIG. 8.2 – Schéma-blocs de la MCC

## 8.2 Règles d'inversion de modèle

Nous allons effectuer une inversion du modèle de la figure 8.2 pour réaliser une commande en vitesse de la MCC. Pour cette inversion (et pour toute inversion), nous allons appliquer trois règles simples et qui sont résumées à la figure 8.3.

Nous avons donc 3 règles :

- une compensation de sommateur (en boucle ouverte)
- une compensation de gain pur (en boucle ouverte)
- une compensation d'intégrateur (par bouclage)

L'application de ces 3 règles permet d'établir une commande dont la structure bien connue est donnée à la figure 8.4 (cf. [HAU 04]). On y voit apparaître une boucle interne de courant et une boucle externe de vitesse. Classiquement, la boucle de courant est mise en place pour des raisons de sécurité et on met en place une limitation de la consigne de courant dans la machine pour éviter de l'endommager en cas de transitoire violent ou de défaut.

Les 3 règles sont assez facilement applicables mais elles demandent une certaine expertise. La systématisation des synthèses de commande a été recherchée au travers de nouveaux formalismes (GIC et REM) qui sont utilisés dans la section suivante.

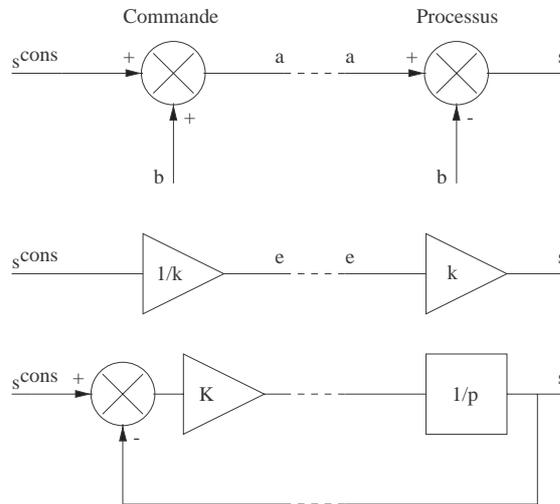


FIG. 8.3 – Règles d'inversion de modèle

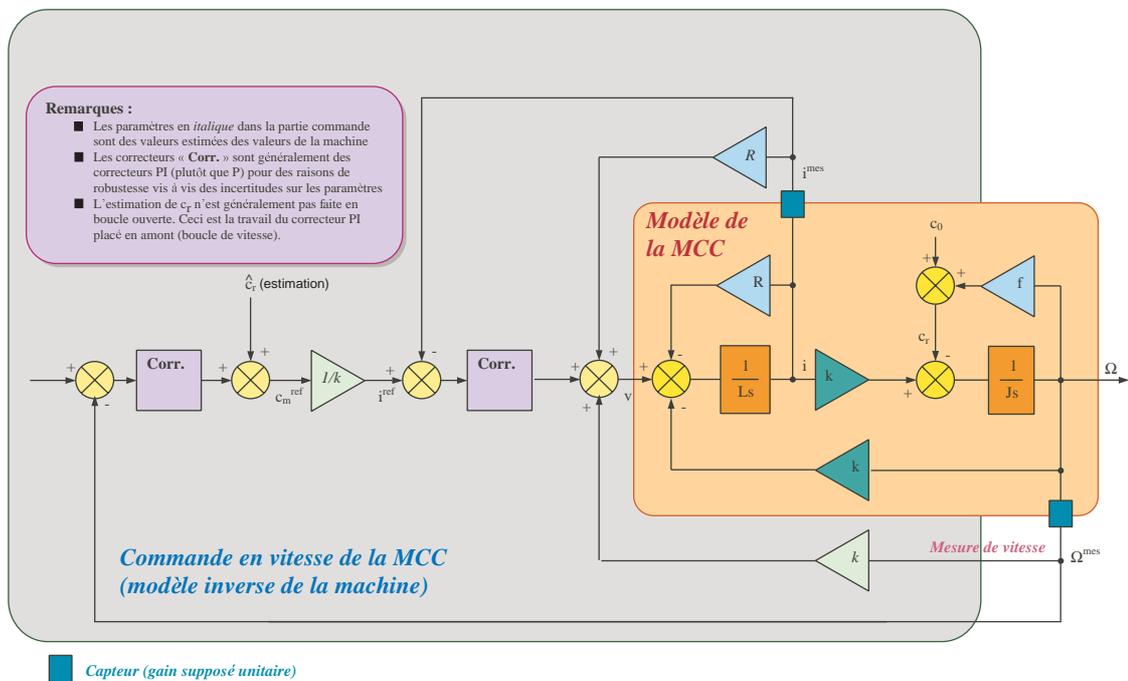


FIG. 8.4 – Commande en vitesse d'une MCC

### 8.3 Illustration par les GIC et REM

Les GIC et REM sont des formalismes qui ont été développés à Lille au L2EP au sein de la communauté des électrotechniciens<sup>2</sup>. Ils sont néanmoins totalement applicables à d'autres disciplines : ils s'agit d'*outils multiphysiques*. Une présentation rapide des briques de base de ces deux formalisme est effectuée au chapitre 7.

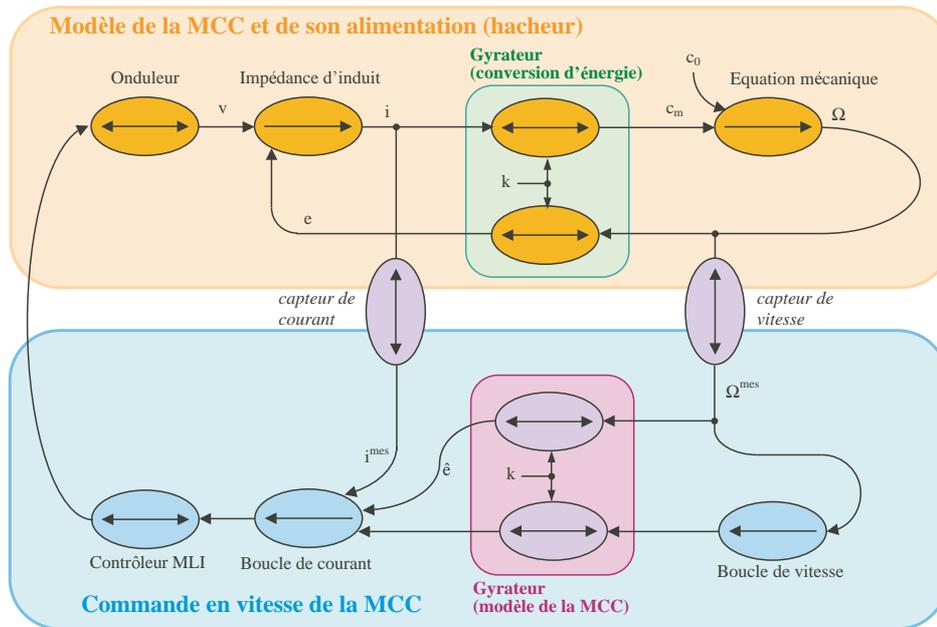


FIG. 8.5 – Représentation par GIC de la commande en vitesse de la MCC

Leur présentation “chaîne direct/chaîne de retour” permet de mieux voir la façon d’organiser une commande : il ne s’agit bien évidemment que d’un formalisme graphique (la méthodologie peut également s’appuyer sur des schémas-blocs) mais il s’agit néanmoins d’une structuration élégante du résultat. Nous appliquons ces deux formalismes à l’exemple de la MCC introduit ci-dessus et ceci nous donne les résultats des figures 8.5 et 8.6.

### 8.4 Inversion de modèle et schémas dynamiques

Les schémas dynamiques phasoriels constituent un outil assez différent (et *complémentaire*) de ceux présentés ci-dessus. Il est tout d’abord *spécifique à l’électrotechnique* et ne peut pas prétendre à une exploitation multiphysique (bien que des analogies existent dans différents domaines, notamment en mécanique [ROU 00]). Par ailleurs, il n’est pas utile dans le cas d’une commande de machine en moteur. En effet, il s’agit d’un *outil de modélisation orienté générateur*. La manipulation des schémas dynamiques est simple pour un électrotechnicien dans la mesure où il s’appuie sur des connaissances existantes sur l’utilisation des schémas électriques (en particulier en régime permanent sinusoïdal – RPS) et cet outil est une généralisation de ces schémas.

Il permet de manière intuitive la modélisation d’interconnexions, la fusion d’éléments (inductifs, résistifs, capacitifs) en parallèle ou en série. Il est en outre apte à représenter des changements de repère sur la base de règles établies au chapitre 7. Nous allons illustrer cette utilisation à l’aide d’un exemple simple d’alimentation d’une charge RL triphasée dont le schéma réel et le SDP sont donnés à la figure 8.7.

<sup>2</sup>avec des liens assez étroits entre les REMs et les graphes de liens (Bond-Graphs), très utilisés par les automaticiens.

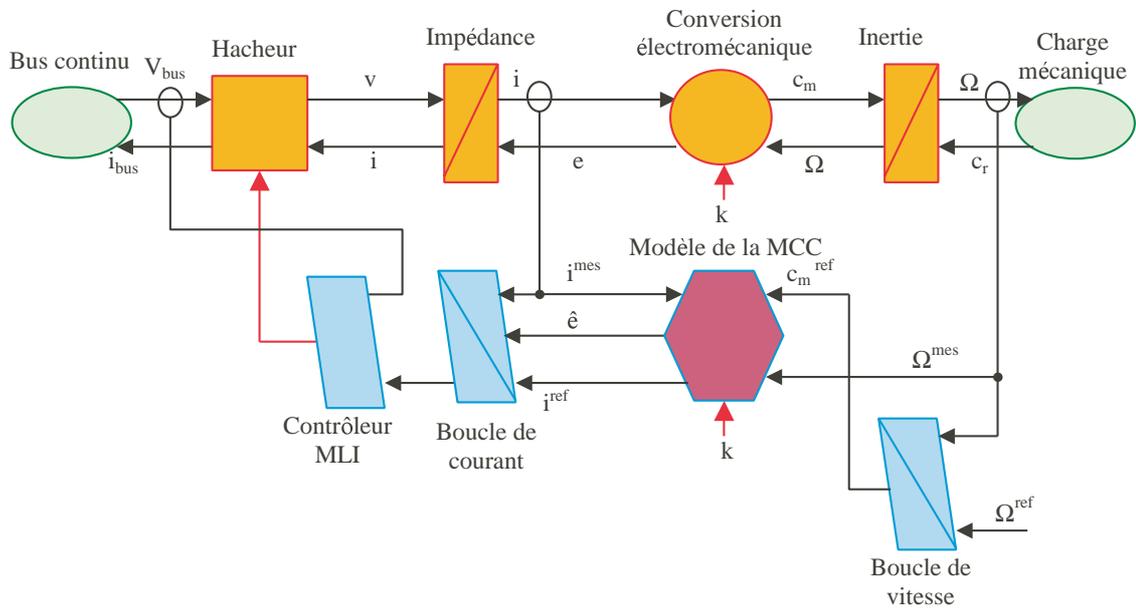


FIG. 8.6 – Représentation par GIC de la commande en vitesse de la MCC

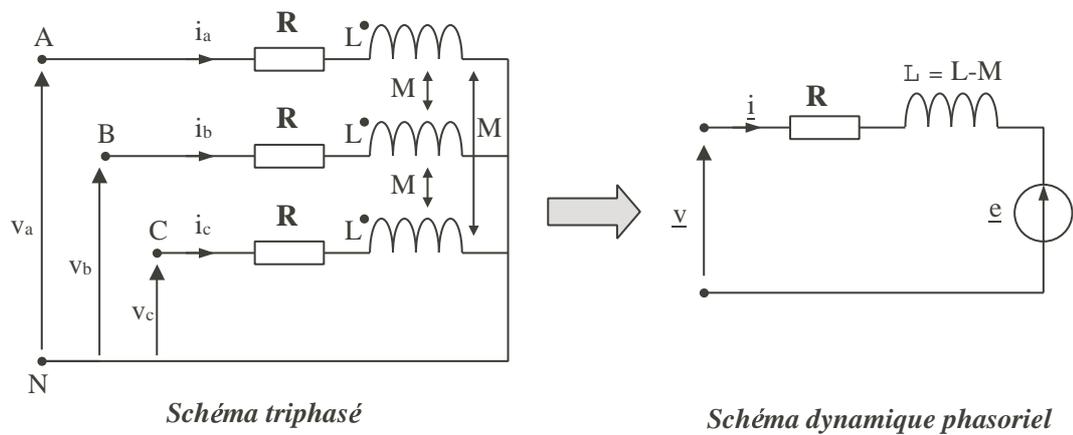


FIG. 8.7 – Charge RL triphasée et son SDP

En posant

$$\begin{cases} (\mathbf{v}_3) = (v_a, v_b, v_c)^t \\ (\mathbf{i}_3) = (i_a, i_b, i_c)^t \end{cases} \quad (8.5)$$

L'établissement du SDP est très rapide dans la mesure où nous avons

$$(\mathbf{v}_3) = R.(\mathbf{i}_3) + \frac{d}{dt}(\psi_3) \quad (8.6)$$

avec

$$(\psi_3) = \begin{pmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{pmatrix}.(\mathbf{i}_3) \quad (8.7)$$

On introduit les composantes diphasées de Concordia

$$\begin{cases} (\mathbf{v}_3) = T_{32}.(\mathbf{v}_2) \\ (\mathbf{i}_2) = T_{32}.(\mathbf{i}_2) \\ (\psi_2) = T_{32}.(\psi_2) \end{cases} \quad (8.8)$$

La transformation de Concordia nous donne alors

$$(\mathbf{v}_2) = R.(\mathbf{i}_2) + \mathcal{L}\frac{d}{dt}(\mathbf{i}_2) \quad (8.9)$$

L'objectif étant d'injecter dans cette charge 3 courants sinusoïdaux à fréquence réglable, on applique une transformation de Park de manière à se placer dans un repère synchrone avec les courants souhaités.

On pose donc

$$(\mathbf{x}_2) = P(\xi).(\mathbf{x}_{dq}) \quad (8.10)$$

Il vient alors

$$(\mathbf{v}_{dq}) = R.(\mathbf{i}_{dq}) + \mathbb{J}_2 \mathcal{L} \dot{\xi}(\mathbf{i}_{dq}) + \frac{d}{dt}(\mathbf{i}_{dq}) \quad (8.11)$$

Et sous forme de phaseurs, nous obtenons une expression correspondant bien au schéma de la figure 8.7 :

$$\underline{v} = R.\underline{\dot{i}} + \mathcal{L}\frac{d\underline{\dot{i}}}{dt} + \underline{e} \quad (8.12)$$

avec

$$\underline{e} = j\mathcal{L}\dot{\xi}\underline{\dot{i}} \quad (8.13)$$

La commande d'un tel système sur la base du SDP établi passe par le contrôle de la variable d'état  $\underline{\dot{i}}$ . Or, le contrôle de  $\underline{\dot{i}}$  est caractérisé par la capacité de l'alimentation à faire varier cette grandeur (croître ou décroître). Le contrôle de cette variation est assuré par le pilotage de la tension aux bornes de l'inductance (l'exemple dual étant celui du condensateur dans lequel il est nécessaire de piloter le courant afin de contrôler la tension à ses bornes). Il faut donc élaborer une tension d'alimentation de la forme

$$\underline{v} = \widehat{R}.\underline{\dot{i}}^{mes} + \widehat{e} + \underline{v}_L \quad (8.14)$$

où  $\widehat{R}$  et  $\widehat{e}$  sont des valeurs estimées de  $R$  et  $\underline{e}$ , et l'exposant  $mes$  indique une mesure (et donc que  $\underline{\dot{i}}^{mes}$  n'est pas exactement le courant réel en toute rigueur). Dans le cas de  $R$ , il ne s'agit que d'un paramètre à identifier mais pour  $\underline{e}$ , nous avons réellement un estimateur que l'on écrit

$$\widehat{e} = j\widehat{\mathcal{L}}\dot{\xi}\underline{\dot{i}}^{mes}$$

On notera que dans (8.14), le terme  $\underline{v}_L$  pilote un intégrateur pur (si les compensations  $\widehat{R}.\underline{\dot{i}}^{mes}$  et  $\widehat{e}$  sont exactes) et peut donc être calculé par un correcteur (en boucle fermée comme le montre le schéma-blocs de la figure 8.8.

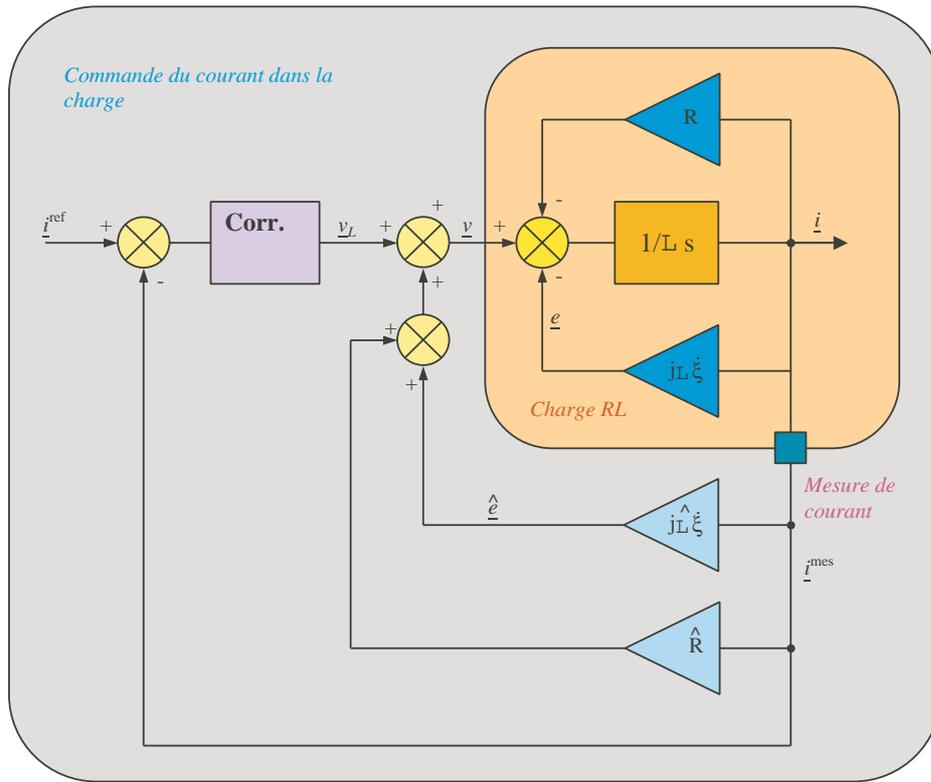


FIG. 8.8 – Comande des courants dans la charge RL triphasée

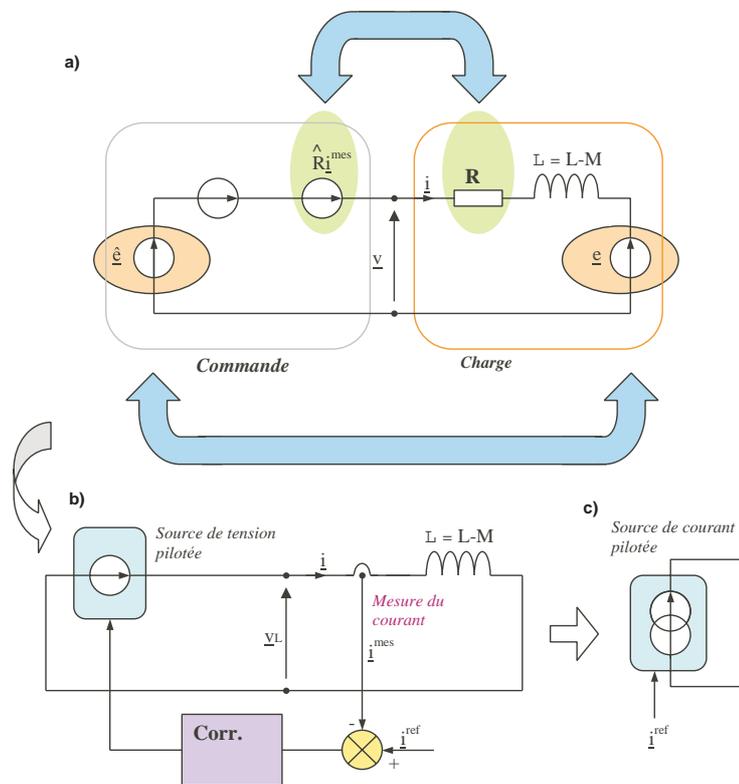


FIG. 8.9 – Traduction de la comande en SDP

Cette commande peut s'illustrer par un SDP comme le montre les figures 8.9a et 8.9b. On note d'ailleurs à la figure 8.9c que cet asservissement permet d'assimiler l'alimentation et sa charge à une source de courant. Dans ce cas précis (correspondant à une commande de moteur), cette transformation n'apporte rien dans la mesure où on bascule alors dans le "monde" mécanique. Par contre, dans le cas d'un générateur, l'obtention d'une source courant apporte une simplification du schéma global afin de poursuivre une étude comme nous le montrerons dans le chapitre suivant avec la MADA.

**Remarque 8.1** On notera qu'un asservissement de la tension aux bornes d'un condensateur transforme un SDP en source de tension.

**Remarque 8.2** Il est nécessaire de garder à l'esprit que les sources obtenues avec les asservissements (sources de tensions et de courants) ont une bande passante limitée. Il ne s'agit en aucun cas de sources idéales pour toutes les fréquences. On pourrait en fait les caractériser par une impédance en fonction de la fréquence de l'excitation (excitation en courant pour une source de tension, excitation en tension pour une source de courant).

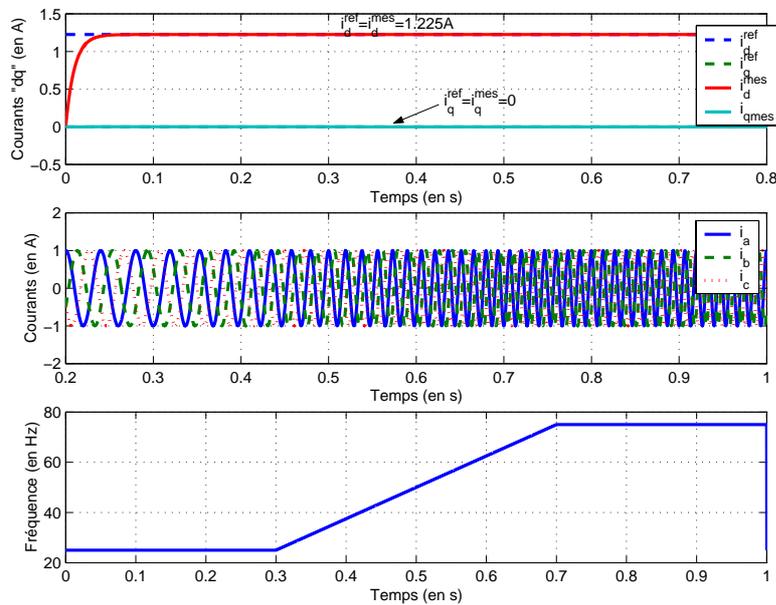


FIG. 8.10 – Alimentation à fréquence variable d'une charge RL triphasée

Les schémas présentés masquent totalement les transformations effectuées (Concordia et rotation). Elles ne doivent toutefois pas être oubliées pour effectuer des simulations et ainsi valider la commande proposée (Fig. 8.11).

On notera que dans le cas du régime permanent sinusoïdal, nous avons une commande pour laquelle les grandeurs sont continues dans le repère de Park et la tension appliquée à la machine se limite à la chute de tension résistive et à la f.e.m  $\underline{e}$  car  $\frac{d}{dt} \equiv 0$ . Or, en régime permanent,  $\xi = \omega t$  et donc  $\dot{\xi} = \omega$ . Alors, on retrouve bien le résultat attendu

$$\underline{v} = R \cdot \underline{i} + j\mathcal{L}\omega \underline{i} \quad (8.15)$$

Une simulation de cet exemple est effectuée sous Simulink. Les paramètres de la charges sont les suivants :

$$\begin{cases} R = 1 \Omega \\ \mathcal{L} = 100 \text{ mH} \end{cases}$$

On impose tout d'abord dans la charge 3 courants d'amplitudes 1A dans les 3 phases avec une fréquence variant linéairement de 25 à 75Hz entre  $t = 0.3\text{s}$  et  $t = 0.7\text{s}$ . Le résultat de cette simulation

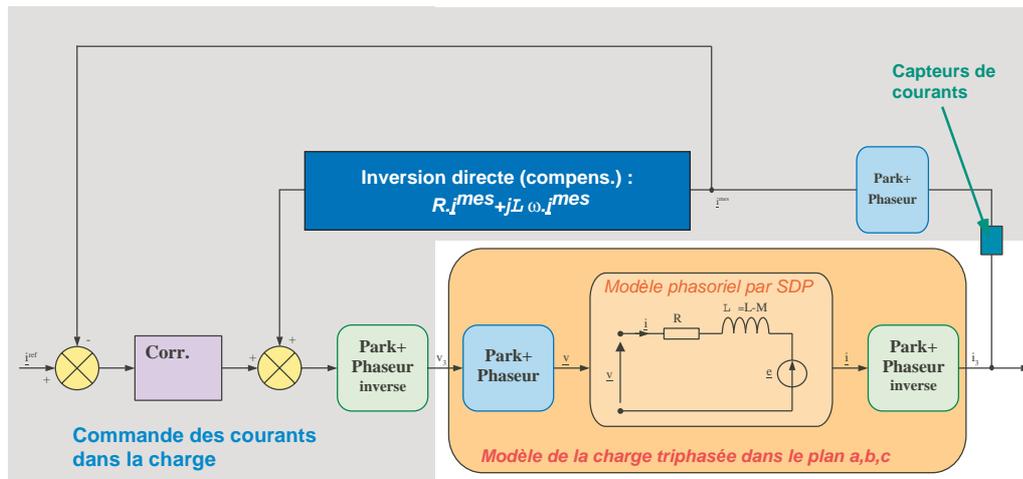


FIG. 8.11 – Structure complète de commande

est donné à la figure 8.10. Cette simulation a été effectuée avec un asservissement muni d'un simple correcteur P de gain  $K = 10$ .

Les termes de compensation pourraient être omis si un correcteur PI était utilisé. Cette solution a également été évaluée et la comparaison avec le correcteur proportionnel est faite à la figure 8.12. L'expression de la fonction de transfert du correcteur PI est la suivante

$$C(p) = K \frac{1 + Tp}{Tp} \tag{8.16}$$

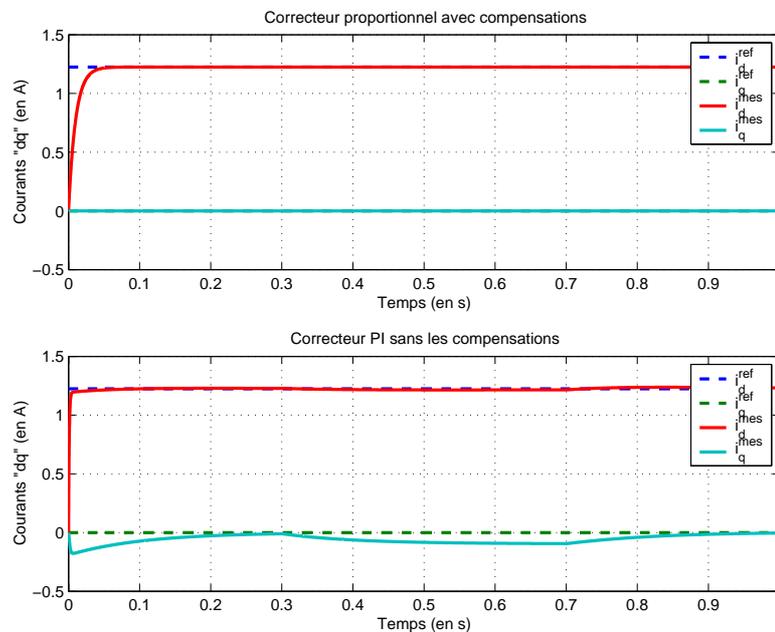


FIG. 8.12 – Comparaison entre correcteur P avec compensations et PI sans compensation

On constate que les compensations assurent un bon fonctionnement tandis que le correcteur PI utilisé (Gain  $K = 100$  et compensation de pôle avec l'intégrateur  $-T = \mathcal{L}/R$ ) ne permet pas d'obtenir les mêmes performances.

Le changement de repère peut finalement être vu de deux manières :

- soit en tant que transformation du système commandé du point de vue du correcteur
- soit en temps que transformation du correcteur du point de vue du système commandé

Cette dernière approche est intéressante dans la mesure où elle permet d'envisager une commande multifréquencielle avec des correcteurs subissant des rotations différentes. On peut donc parler de correcteur rotatif dont la structure générale est donnée à la figure 8.13.

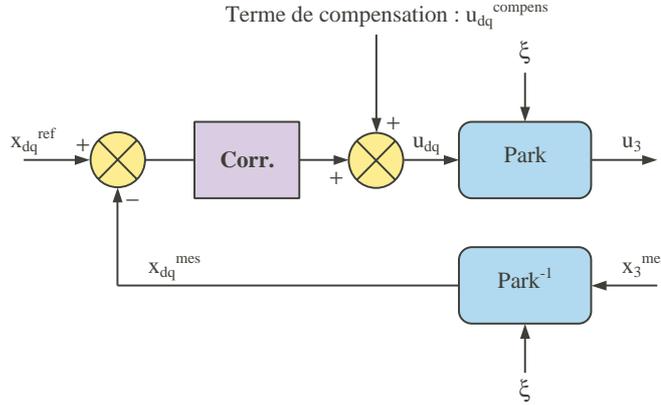


FIG. 8.13 – Correcteur rotatif

Lorsque le correcteur interne utilisé est un classique PI, l'ensemble rotatif possède un comportement analogue aux correcteurs résonants [ESS 00]. En effet, le correcteur PI a un gain infini à fréquence nulle. Or, le signal à fréquence nul "vu" par le correcteur correspond à une fréquence  $\frac{1}{2\pi}\dot{\xi}$  (pulsation  $\dot{\xi}$ ) au niveau des grandeurs réelles (*i.e.* avant transformation inverse de Park au niveau de la mesure).

**Preuve.** Nous nous plaçons pour cela dans le cas du régime permanent sinusoïdal avec  $\dot{\xi} = \omega_0$  constant (mais réglable). Le formalisme approprié est le formalisme phasorial. On pose donc

$$\underline{x} \triangleq \begin{pmatrix} 1 & j \end{pmatrix} \cdot (\mathbf{x}_{dq}) \quad (8.17)$$

Avec ce formalisme, nous écrivons la rotation de Park reliant un phaseur  $\underline{x}_2^I$  dans un repère fixe (I) à ce même phaseur vu dans un repère tournant (II) et noté  $\underline{x}_2^{II}$ , avec (II) lié à (I) par un angle de rotation  $\xi$  :

$$\underline{x}_2^I = e^{j\xi} \cdot \underline{x}_2^{II} \quad (8.18)$$

Et donc, nous avons avec  $\xi = \omega_0 t$  une translation spectrale. En effet, si on note  $\underline{X}_2^I(\omega)$  le spectre de  $\underline{x}_2^I(t)$ , nous avons un spectre  $\underline{X}_2^{II}(\omega)$  de  $\underline{x}_2^{II}(t)$  s'exprimant de la manière suivante :

$$\underline{X}_2^{II}(\omega) = \underline{X}_2^I(\omega - \omega_0) \quad (8.19)$$

On trouve donc bien un spectre translaté par la transformation de Park ou plus précisément par la rotation. Or, le correcteur PI, de fonction de transfert  $C(p)$  définie en (8.16), est soumis au signal  $\underline{x}_2^{II}(t)$ . On s'intéresse à sa réponse harmonique en posant  $p = j\omega$ . Il vient alors

$$\underline{C}(j\omega) = K \frac{1 + jT\omega}{jT\omega}$$

Et on s'intéresse à sa réponse  $\underline{u}^{II}(t)$  vis à vis du signal  $\underline{x}_2^{II}(t)$ , où plutôt à sa réponse fréquentielle  $\underline{U}^{II}(\omega)$  :

$$\underline{U}^{II}(\omega - \omega_0) = K \frac{1 + jT(\omega - \omega_0)}{jT(\omega - \omega_0)} \cdot \underline{X}_2^I(\omega - \omega_0) \quad (8.20)$$

■

On peut également s'intéresser à la robustesse d'un correcteur PI rotatif avec l'exemple ci-dessus (cette fois avec les termes de compensations). Nous allons étudier pour cela l'impact d'incertitudes sur les paramètres du modèle de la charge. Dans notre commande, nous remplacerons les paramètres  $R$  et  $\mathcal{L}$  de la charge par des valeurs  $\tilde{R}$  et  $\tilde{\mathcal{L}}$  de la forme

$$\begin{cases} \tilde{R} = R + \Delta R \\ \tilde{\mathcal{L}} = \mathcal{L} + \Delta \mathcal{L} \end{cases} \quad (8.21)$$

où nous imposerons des variations  $\Delta R$  et  $\Delta \mathcal{L}$  de l'ordre de 50% des valeurs nominales  $R$  et  $\mathcal{L}$ .

Ainsi, le correcteur PI, dont la fonction de transfert est donnée en (8.16), est calculé en compensation de pôle avec

$$T = \frac{\tilde{\mathcal{L}}}{\tilde{R}}$$

avec une accélération d'un facteur 10 de la dynamique en boucle fermée (BF) par rapport à la boucle ouverte (BO), c'est-à-dire avec un gain  $K = 10$ .

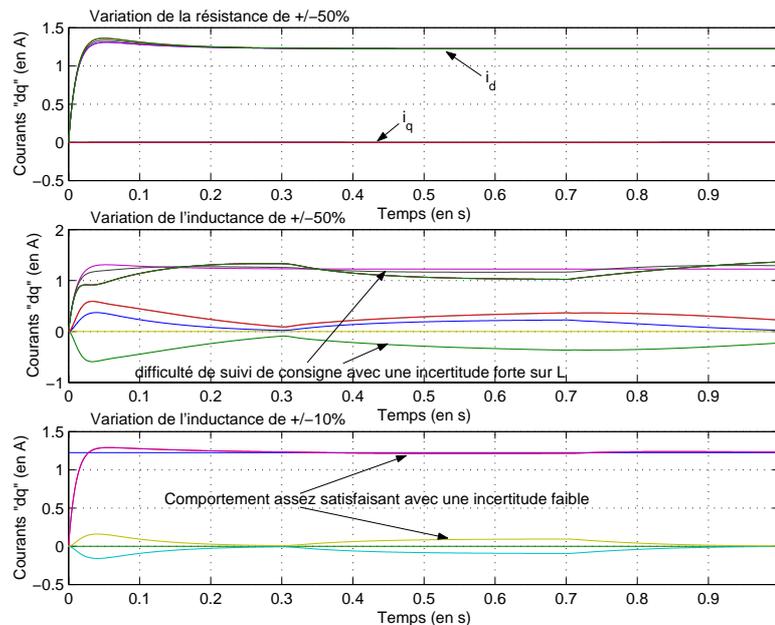


FIG. 8.14 – Test de robustesse du correcteur rotatif vis à vis de variations de paramètres du système

Les résultats de simulation sont donnés à la figure 8.14 : la 1<sup>ère</sup> courbe correspond à une variation de la résistance seule tandis que les 2<sup>ème</sup> et 3<sup>ème</sup> courbes correspondent à une variation de l'inductance. On constate avec ces résultats que le correcteur est plus sensible aux incertitudes sur  $\mathcal{L}$  qu'à celles sur  $R$ . Ceci est dû au fait que  $\mathcal{L}$  intervient dans le calcul du terme de compensation de la f.e.m.  $\hat{e}$ .

#### 8.4.1 Validation expérimentale

La validation expérimentale de cette commande a été effectuée en alimentant le rotor de la MADA de 4.5kW du banc d'essai présenté en annexe. Nous rappelons ici les deux paramètres utiles de la MADA dans ce cas de figure

$$\begin{cases} R_r = 0.83 \Omega \\ L_{cr} = 20.8 \text{ mH} \end{cases} \quad (8.22)$$

L'essai illustré par la figure 8.15 consiste à injecter des courants à une fréquence 50Hz dans le rotor de la MADA et à les piloter au travers des composantes d'axe  $d$  et  $q$ . La référence de phase est imposée de manière arbitraire par la commande et le courant d'axe  $q$  est régulé à une valeur nulle tandis que le courant d'axe  $d$  suit une consigne carrée d'une valeur moyenne de 1.5A et d'amplitude crête-à-crête de 1A.

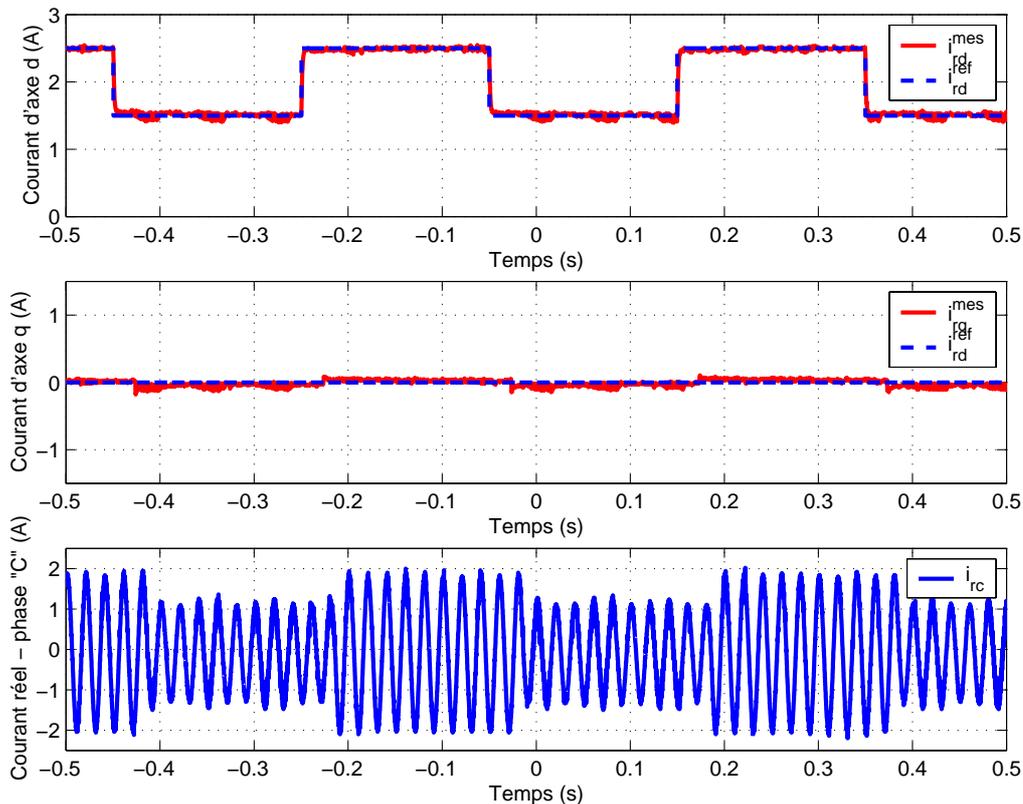


FIG. 8.15 – Régulation des courants dans une charge RL triphasée

On constate que le découplage des axes  $d$  et  $q$ , bien que non idéal, est très bon dans la mesure où on ne voit pratiquement aucun effet sur le courant  $i_{rq}$  lorsqu'on applique un échelon sur le courant  $i_{rd}$ . Une simulation a été effectuée dans les mêmes conditions (correcteur PI avec compensation de pôle  $T_i = L_{cr}/R_r$  et gain égal à 5). Les comportements simulé et expérimental sont sensiblement identiques comme en témoigne le tracé du courant  $i_{rd}$  de la figure 8.16 (la réponse réelle est d'ailleurs un peu plus rapide que la réponse simulée).

## 8.5 Vers d'autres types de commande

D'autres commandes peuvent être appliquées en s'appuyant sur la représentation du système à piloter par un schéma dynamique (phasoriel ou en composantes). Nous allons traiter ici :

- la commande par modes glissants
- la commande prédictive (appelées également hybrides [RET 04], [MOR 04])

Nous ne traiterons pas de ces commandes dans les deux chapitres qui vont suivre mais nous allons en exposer brièvement les principes dans la mesure où la synthèse de ces deux types de commandes est facilitée par l'utilisation des SDP.

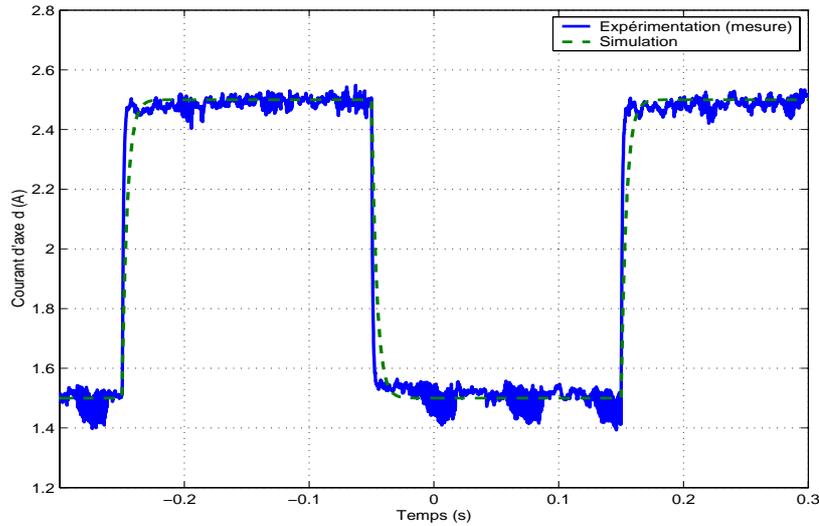


FIG. 8.16 – Comparaison entre simulation et expérimentation

### 8.5.1 Commande par modes glissants

#### 8.5.1.1 Principes

Dans le cas de la commande par modes glissants [NAA 01], on peut montrer que la loi de commande établie est d'ailleurs très proche de celle obtenue avec la méthodologie présentée précédemment. En effet, la commande par modes glissants passe par la définition d'une surface de glissement correspondant de manière simple à un suivi de consigne. Considérons donc un système décrit par un modèle d'état de la forme

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = A.\mathbf{x} + B.\mathbf{u} \\ \mathbf{y} = C.\mathbf{x} + D.\mathbf{u} \end{cases} \quad (8.23)$$

où

- $\mathbf{x}$  est le vecteur d'état du système
- $\mathbf{u}$  est son vecteur d'entrée
- $\mathbf{y}$  est son vecteur de sortie

Il s'agit d'un système linéaire afin de simplifier la présentation mais la commande par modes glissants peut s'appliquer à des systèmes non-linéaires (elle est même particulièrement intéressante dans ce cas). Le pilotage d'un tel système passe par la régulation des variables d'état, on admettra pour cela que l'on dispose d'une mesure (ou d'une estimation) du vecteur  $\mathbf{x}$ . Traitons le cas de la variable  $x_i$  ( $i^{\text{ème}}$  variable d'état du vecteur  $\mathbf{x}$ ), nous considérerons également pour cela un système pour lequel une et une seule composante du vecteur d'entrée  $\mathbf{u}$  s'applique sur la composante  $i$  du système d'équations d'état : on notera cette composante  $u_i$ .

$$\frac{dx_i}{dt} = \sum_j a_{ij}.x_j + b_i.u_i \quad (8.24)$$

On souhaite réguler la variable d'état  $x_i$  afin qu'elle suive une consigne  $x_i^{\text{ref}}$  constante. Dans ce cas, on définit une variable  $S_i$  de la forme

$$S_i = x_i^{\text{ref}} - x_i \quad (8.25)$$

Et la surface de glissement associée est simplement obtenue par l'équation

$$S_i = 0 \Rightarrow x_i = x_i^{\text{ref}} \quad (8.26)$$

pour laquelle on obtient le suivi de consigne attendu. Il est ensuite possible d'introduire  $S_i$  dans l'équation (8.24), il vient alors (si  $x_i^{\text{ref}} = c^{\text{te}}$ )

$$-\frac{dS_i}{dt} = \sum_j a_{ij} \cdot x_j + b_i \cdot u_i \quad (8.27)$$

d'où

$$u_i = \frac{1}{b_i} \left( -\frac{dS_i}{dt} - \sum_j a_{ij} \cdot x_j \right) \quad (8.28)$$

On voit donc apparaître deux termes dans cette expression de la commande  $u_i$  :

- un terme  $-\frac{1}{b_i} \frac{dS_i}{dt}$  appelé *terme d'attractivité*
- un terme  $-\frac{1}{b_i} \sum_j a_{ij} \cdot x_j$  qui est la commande à appliquer au système pour le maintenir sur la surface de glissement ( $S_i = 0$ )

Dans une commande par modes glissants, le terme d'attractivité est établi en boucle fermée avec un correcteur non-linéaire assurant la stabilité du système et ramenant la ou les variables d'état vers leurs surfaces de glissement respectives. Ce type de commande se distingue donc de la commande linéaire vue précédemment uniquement par la nature du correcteur utilisé car la commande à appliquer au système pour le maintenir sur la surface de glissement correspond tout simplement aux termes de compensation établis à l'aide du schéma dynamique (phasoriel ou en composante) du système commandé.

Le terme d'attractivité est calculé à l'aide d'un correcteur non-linéaire qui peut prendre des formes variées. On peut présenter deux exemples :

$$\frac{dS_i}{dt} = -q \cdot \text{Sgn}(S_i) - k \cdot S_i \quad (8.29)$$

ou

$$\frac{dS_i}{dt} = -k \cdot |S_i|^\alpha \cdot \text{Sgn}(S_i) \quad \text{avec } 0 < \alpha < 1 \quad (8.30)$$

La structure de commande obtenu est illustré avec le schéma de principe de la figure 8.17.

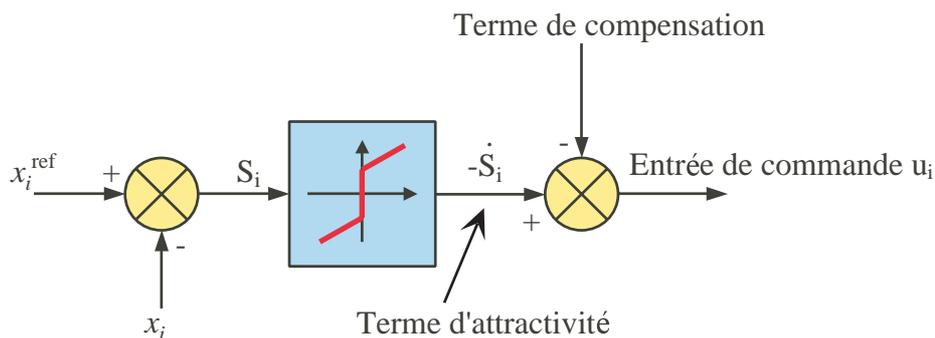


FIG. 8.17 – Structure générique de commande par modes glissants

On notera que les termes d'attractivité (8.29) et (8.30) assurent la stabilité du système par application du *critère de Lyapunov*

$$S_i \cdot \dot{S}_i < 0 \quad (8.31)$$

**Remarque 8.3** *Le réglage d'une commande par modes glissants n'est pas trivial : il est nécessaire de choisir judicieusement les paramètres du correcteur utilisé (par exemple  $q$  et  $k$  pour le correcteur (8.29)). En outre, on peut effectuer une analyse quantitative des performances d'un tel correcteur en*

termes de robustesse vis à vis des incertitudes paramétriques (*mauvaise identification du système ou variations en cours de fonctionnement pour un système LTV ou LPV*) et des ondulations de la variable d'état régulée autour de la consigne (chattering) : il faut d'ailleurs noter qu'il existe un compromis entre ces deux aspects de la régulation car une commande par modes glissants robuste risque de conduire à des ondulations importantes et inversement, une commande à faibles ondulations présentera une robustesse faible aux incertitudes paramétriques.

**Remarque 8.4** Cette méthodologie de synthèse par modes glissants doit être distinguée de la commande directe de type "hystérésis" (ou commande en fourchette) pour laquelle il n'y a qu'un seul terme d'attractivité. Ici, nous avons bien deux termes et la commande, lorsque nous allons l'appliquer à la MADA, sera placée au sein d'un système intégrant une MLI pour le pilotage de l'onduleur d'alimentation. Nous n'avons alors aucun problème liée à une non maîtrise de la fréquence de commutation des interrupteurs de puissance.

### 8.5.1.2 Synthèse par les modes glissants de la régulation des courants rotoriques de la MADA

Dans le cas de la MADA, il s'agit de proposer une commande par modes glissants des courants rotoriques. Pour cela, il suffit de poser l'équation d'état (complexe)

$$\frac{d\underline{i}_r}{dt} = \frac{1}{\sigma L_{cr}} (\underline{v}_r - R_r \cdot \underline{i}_r - \underline{e}'_r - m \cdot (\underline{v}_s - R_s \cdot (\underline{i}_\mu - m \underline{i}_r))) \quad (8.32)$$

Si on néglige la résistance statorique  $R_s$ , cette équation est simplifiée comme suit

$$\frac{d\underline{i}_r}{dt} = \frac{1}{\sigma L_{cr}} (\underline{v}_r - R_r \cdot \underline{i}_r - \underline{e}'_r - m \cdot \underline{v}_s) \quad (8.33)$$

où la f.e.m. rotorique  $\underline{e}'_r$  est établie dans le repère du champ tournant (afin d'avoir des grandeurs constantes en régime permanent conformément à la présentation qui a été faite dans le paragraphe précédent sur la commande par modes glissants)

$$\underline{e}'_r = j\omega_s \sigma L_{cr} \cdot \underline{i}_r - jp\Omega (M \underline{i}_\mu + \sigma L_{cr} \cdot \underline{i}_r) \quad (8.34)$$

Avec la résistance statorique négligée, on peut écrire une expression du courant magnétisant  $\underline{i}_\mu$  en fonction de la tension statorique

$$\underline{i}_\mu = \frac{\underline{v}_s}{jL_{cs}\omega_s} \quad (8.35)$$

et en introduisant cette expression dans l'équation d'état (8.33), on obtient

$$\frac{d\underline{i}_r}{dt} = \frac{1}{\sigma L_{cr}} \left( \underline{v}_r - R_r \cdot \underline{i}_r - j(\omega_s - p\Omega) \sigma L_{cr} \cdot \underline{i}_r - \left(1 - \frac{p\Omega}{\omega_s}\right) \cdot m \underline{v}_s \right) \quad (8.36)$$

Le glissement  $g = \omega_r/\omega_s$  de la MADA peut être introduit ici et donc

$$\frac{d\underline{i}_r}{dt} = \frac{1}{\sigma L_{cr}} (\underline{v}_r - R_r \cdot \underline{i}_r - j \cdot g \cdot \omega_s \sigma L_{cr} \cdot \underline{i}_r - m \cdot g \cdot \underline{v}_s) \quad (8.37)$$

On introduit une fonction de commutation complexe  $\underline{S}$  définie comme suit

$$\underline{S} = \underline{i}_r^{\text{ref}} - \underline{i}_r \quad (8.38)$$

Ainsi, nous avons

$$\underline{v}_r = -\sigma L_{cr} \cdot \dot{\underline{S}} + R_r \cdot \underline{i}_r + j \cdot g \cdot \omega_s \sigma L_{cr} \cdot \underline{i}_r + m \cdot g \cdot \underline{v}_s \quad (8.39)$$

où  $\omega_s$  est une constante imposée par la commande et où  $g$  est calculée en fonction de la vitesse  $\Omega$  mesurée :

$$g = 1 - \frac{p\Omega}{\omega_s} \tag{8.40}$$

Le schéma de la commande ainsi établie est présenté à la figure 8.18. Il faut noter que dans cette commande, le gain  $\sigma L_{cr}$  est inclus dans  $\underline{\dot{S}}$  :

$$\underline{v}_r = -\underline{\dot{S}} + R_r \cdot \underline{i}_r + j.g.\omega_s \sigma L_{cr} \cdot \underline{i}_r + m.g.\underline{v}_s \tag{8.41}$$

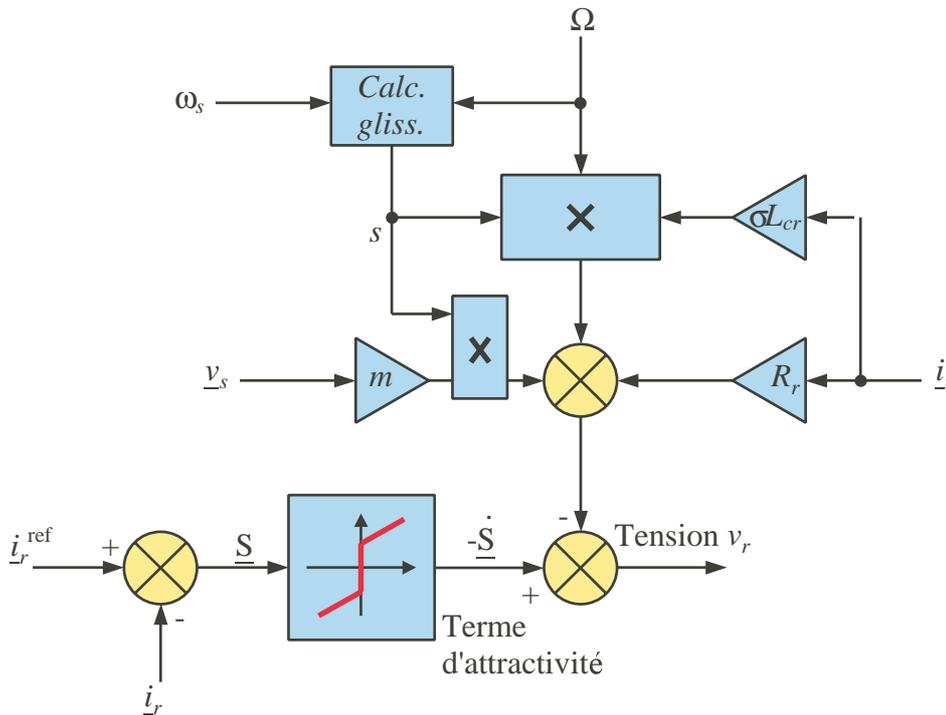


FIG. 8.18 – Commande par modes glissants des courants rotoriques d’une MADA

### 8.5.1.3 Résultats de simulation

La commande établie ci-dessus est simulée dans le cadre d’un fonctionnement en générateur VSCF de la MADA. Nous obtenons les résultats suivants :

- Régulation des courants dans le plan  $dq$  à la figure 8.19.
- Visualisation des courants réels à la figure 8.20.
- Comparaison de la robustesse des performances aux variations paramétriques entre commande linéaire (Fig. 8.21) et commande par modes glissants (figure 8.22)

On constate ici que la commande par modes glissants est visiblement plus robuste aux variations paramétriques, tout du moins à complexité égale (voire plus faible car le correcteur utilisé est d’une complexité réduite par rapport à un correcteur PI : fonction signe + correcteur proportionnel).

### 8.5.2 Commande prédictive

Il s’agit d’une commande à période d’échantillonnage fixe qui présente l’avantage de garantir une limite maximale de la fréquence des commutations des interrupteurs du (ou des) convertisseur(s)

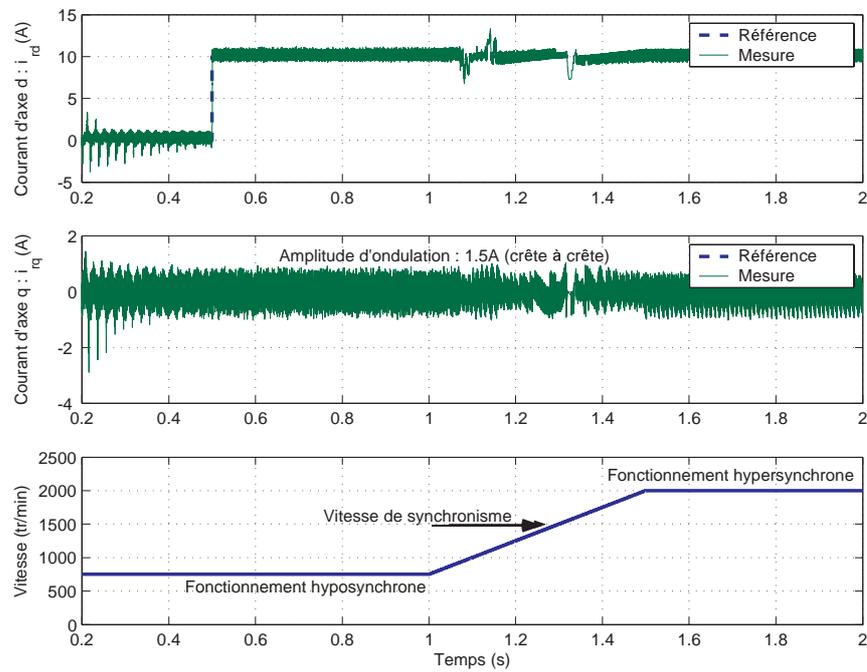
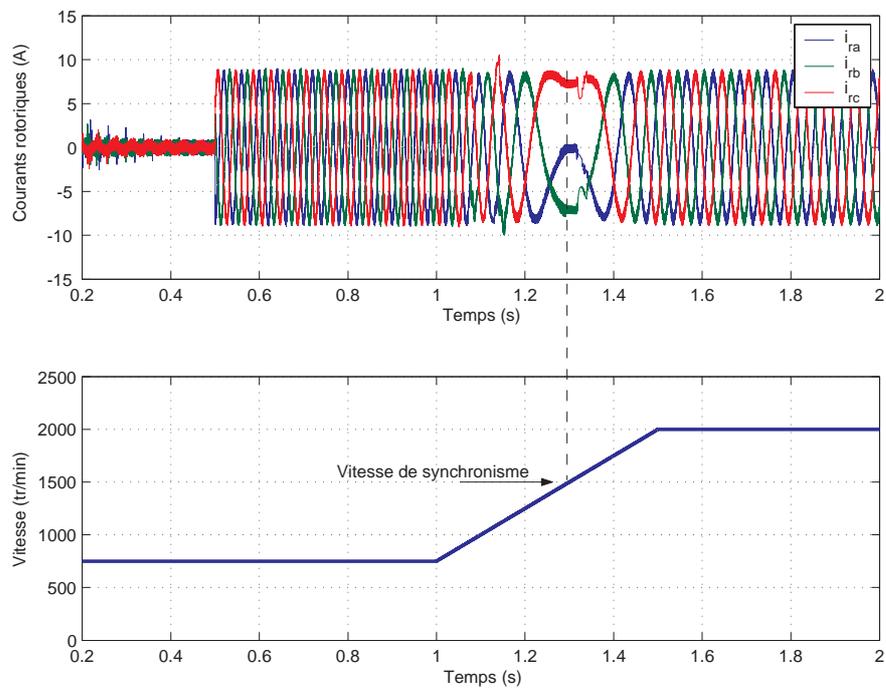
FIG. 8.19 – Régulation des courants rotoriques dans le plan  $dq$  par les modes glissants

FIG. 8.20 – Courants rotoriques réels (modes glissants, fonctionnement VSCF de la MADA)

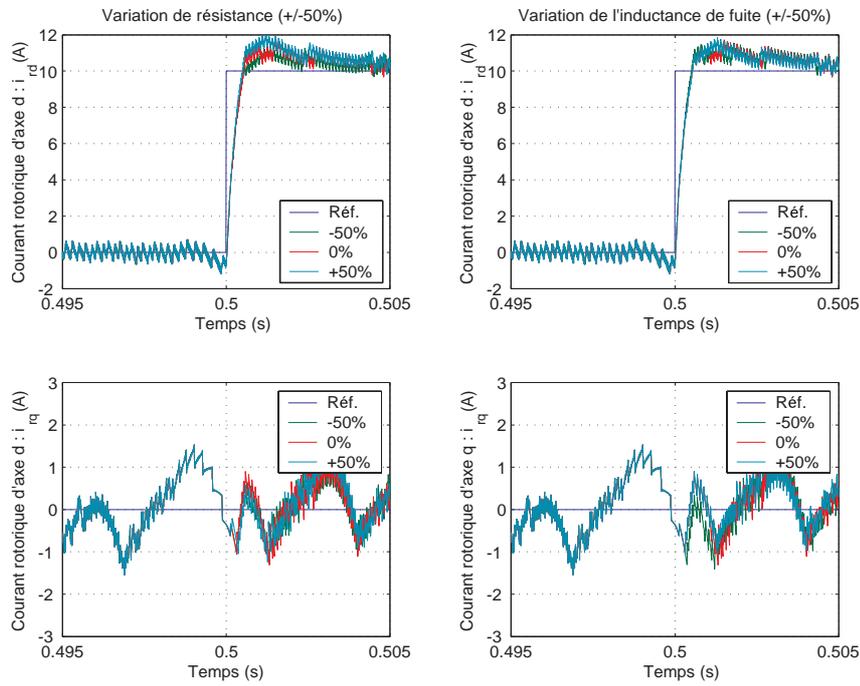


FIG. 8.21 – Variations paramétriques pour un correcteur linéaire

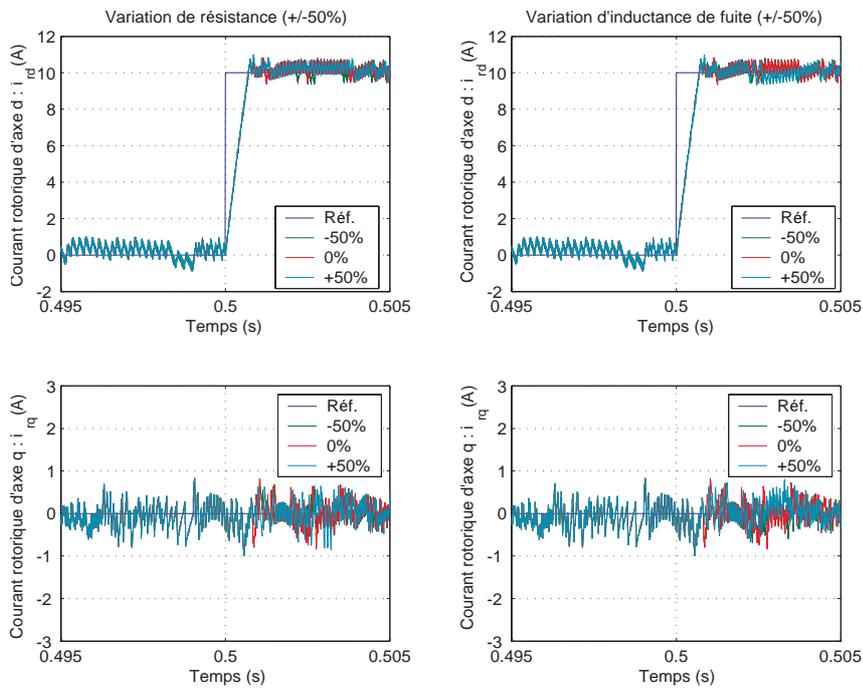


FIG. 8.22 – Variations paramétriques pour un correcteur par modes glissants

électroniques de puissance. L'idée de base est simple et consiste à renoncer à produire des tensions découpées de valeur moyenne fixée pour alimenter une machine comme cela se fait par une commande MLI. On considère plutôt le convertisseur comme un système à états discrets (en nombre fini) avec lequel on va exciter une machine. Le comportement de la machine à cette excitation peut être prédit à l'aide d'un modèle très simple si on considère que le pas d'échantillonnage est petit devant les constantes de temps mis en jeu.

De ce fait, on peut dans l'algorithme de commande, prédire l'évolution des courants dans une machine, pour tous les vecteurs tensions que l'on peut lui appliquer (8 combinaisons possibles pour un onduleur triphasé<sup>3</sup>). Ensuite, il s'agit de choisir le vecteur tension à appliquer effectivement à la machine sur la base d'un critère à optimiser. Dans la pratique, ce critère pourra être une minimisation de l'erreur entre la valeur prédite du vecteur courant prédit et la consigne souhaitée pour ce vecteur courant.

Un schéma de principe de cette commande prédictive est proposé à la figure 8.23. On notera dans ce schéma le bloc "Modèle de la MADA" calculant la f.e.m. rotorique de celle-ci, notée  $\hat{e}_r'$  ( $\langle\langle\hat{\rangle}\rangle$  car il s'agit d'une estimation et  $\langle\langle'\rangle\rangle$  car il y a un changement de repère par rapport à  $e_r$  établi dans le repère statorique).

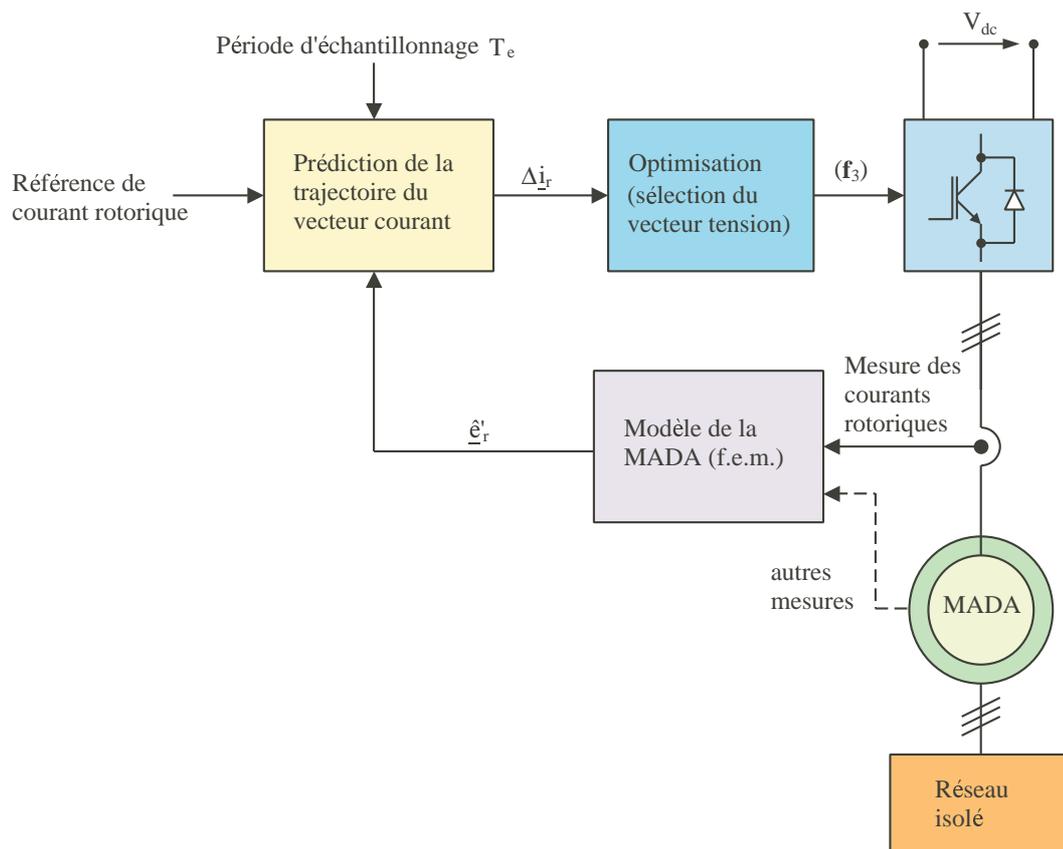


FIG. 8.23 – Schéma de principe de la commande prédictive d'une MADA

Nous nous plaçons ici dans le repère rotorique (cf. SDP de la MADA à la figure 8.24) afin de travailler avec *les vraies grandeurs rotoriques* et ainsi pouvoir élaborer des prédictions directement avec les tensions produites par l'onduleur.

Pour l'onduleur, on s'appuiera sur la modélisation déjà proposée pour des redresseurs au chapitre

<sup>3</sup>En fait, nous avons 7 cas distincts car sur les 8 combinaisons, deux conduisent au vecteur nul.

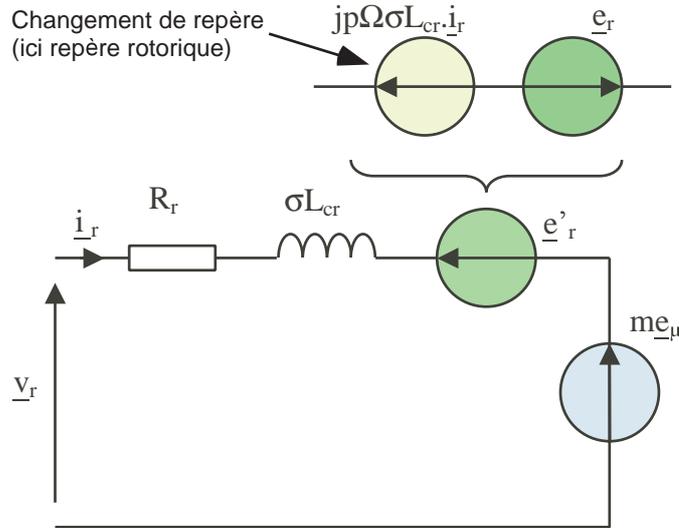


FIG. 8.24 – Schéma rotorique de la MADA dans le repère rotorique

6. On rappelle la relation liant les tensions simples (vecteur  $(\mathbf{v}_{3r})$  côté alternatif) à la tension  $v_{dc}$  (côté continu)

$$(\mathbf{v}_{3r}) = \frac{v_{dc}}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \cdot (\mathbf{f}_3) \tag{8.42}$$

où  $(\mathbf{f}_3)$  est le vecteur des fonctions de connexion (pour leur définition, on se référera au chapitre 6). Et donc, il vient (dans le repère rotorique)

$$\underline{v}_r = v_{dc} \cdot \begin{pmatrix} 1 & j \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \cdot (\mathbf{f}_3)$$

Pour la suite, nous considérerons que  $v_{dc}$  est constant et égal à  $V_{dc}$ <sup>4</sup>. Les fonctions de connexion étant des variables binaires (valant 0 ou 1), on peut dresser la table 8.1 que l'on pourrait qualifier d'entrées/sorties

$\underline{V}_x$	$f_c$	$f_b$	$f_a$	$\frac{\text{Re}[\underline{v}_r]}{\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot V_{dc}}$	$\frac{\text{Im}[\underline{v}_r]}{\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot V_{dc}}$
$\underline{V}_0$	0	0	0	0	0
$\underline{V}_1$	0	0	1	1	0
$\underline{V}_2$	0	1	1	1/2	$\sqrt{3}/2$
$\underline{V}_3$	0	1	0	-1/2	$\sqrt{3}/2$
$\underline{V}_4$	1	1	0	-1	0
$\underline{V}_5$	1	0	0	-1/2	$-\sqrt{3}/2$
$\underline{V}_6$	1	0	1	1/2	$-\sqrt{3}/2$
$\underline{V}_7$	1	1	1	0	0

TAB. 8.1 – Table d'entrées/sorties de l'onduleur triphasé

<sup>4</sup>On pourrait considérer une tension variable mais cela compliquerait l'algorithme de de prédiction.

La prédiction de l'évolution du vecteur courant rotorique se base alors sur l'équation d'état

$$\frac{di_r}{dt} = \frac{1}{\sigma L_{cr}} (v_r - R_r \cdot i_r - e'_r - m e_\mu) \quad (8.43)$$

Il s'agit pour cela de la discrétiser en prenant un pas d'échantillonnage noté  $T_e$ . Les valeurs courantes de chaque grandeur (mesurée – exposant  $mes$  – ou estimée  $\hat{\phantom{x}}$ ) sont repérées par un index d'échantillon  $k$ . Le courant rotorique, prédit (noté avec l'exposant  $\#$ ) pour chaque vecteur applicable  $\underline{V}_x$  par l'onduleur, est noté  $i_r^\#[k+1, x]$ . Finalement, nous obtenons

$$i_r^\#[k+1, x] = \frac{T_e}{\sigma L_{cr}} \left( \underline{V}_x - \underbrace{(R_r \cdot i_r^{mes}[k] + \hat{e}'_r[k] + m \hat{e}_\mu[k])}_{\hat{e}_g[k]} \right) \quad (8.44)$$

avec

$$\begin{cases} \hat{e}'_r[k] = -jpM\Omega \hat{i}_\mu[k] = -jpM\Omega (m i_r^{mes}[k] + i_s^{mes}[k]) \\ \hat{e}_\mu[k] = v_s^{mes}[k] - R_s \cdot i_s^{mes}[k] \end{cases} \quad (8.45)$$

Bien que  $i_s$  puisse être mesuré, si la résistance statorique est négligeable, il est possible de simplifier ces estimateurs

$$\begin{cases} \hat{e}_\mu[k] \simeq v_s^{mes}[k] \\ \hat{i}_\mu[k] \simeq \hat{i}_\mu[k-1] + \frac{T_s}{L_{cs}} v_s^{mes}[k] \end{cases} \quad (8.46)$$

Cette solution évite d'utiliser des capteurs pour les courants statoriques, nécessaires avec (8.45). Le principe de la prédiction est illustré par le diagramme de la figure 8.25.

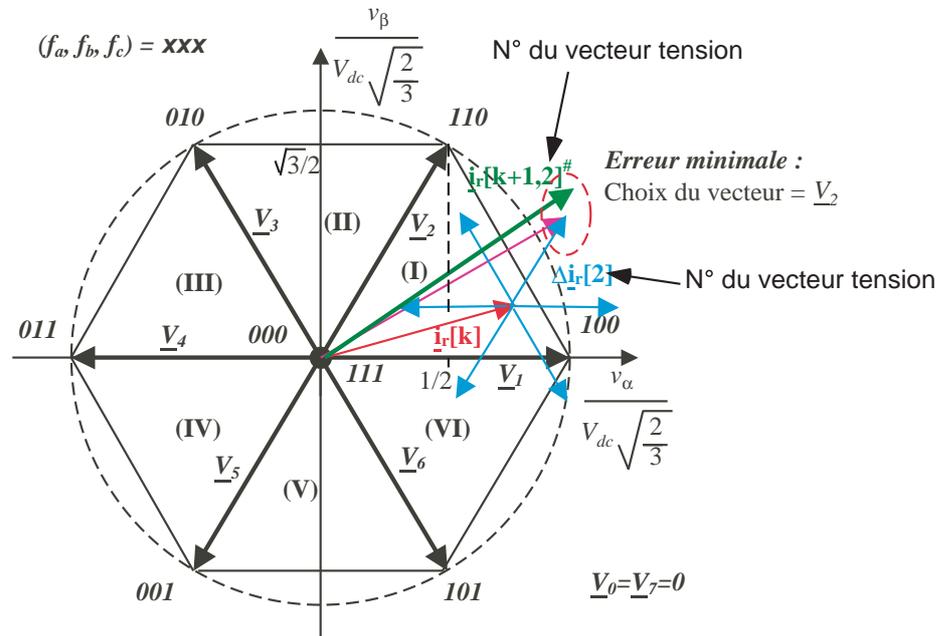
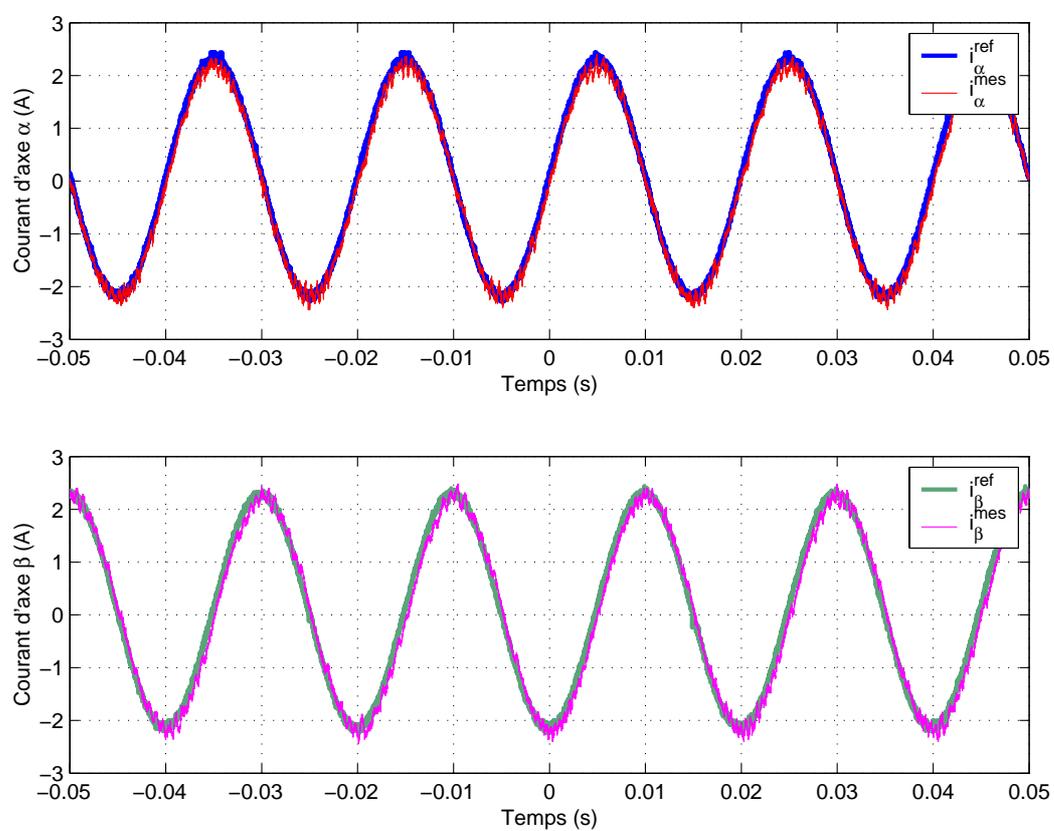


FIG. 8.25 – Diagramme vectoriel relatif à la prédiction des courants rotoriques

Cette commande prédictive a été implantée avec succès sur notre banc d'essai avec la carte dSpace DS1104 comme en témoignent les mesures présentées à la figure 8.26. Des perspectives de recherche dans ce domaines portent sur son application à la cascade de MADAs et à la MSDE ainsi qu'à son implantation sur FPGA pour améliorer les performances.

FIG. 8.26 – Régulation des courants rotoriques ( $\alpha\beta$ ) dans la MADA

## Chapitre 9

# Commandes des MADAs

### 9.1 Commande vectorielle de la MADA sur réseaux isolé et puissant

#### 9.1.1 Introduction

La machine asynchrone à double alimentation (MADA) est très répandue dans les systèmes de type “énergie renouvelable” tels que les éoliennes [MUL 02] et est utilisée comme *générateur à fréquence fixe et vitesse variable*. Nous nous intéresserons tout d’abord à la MADA connectée à un réseau autonome. La structure du générateur autonome que nous étudions est rappelée à la figure 9.1. On constate qu’il est possible de piloter amplitude et fréquence des tensions statoriques (MADA à  $p$  paires de pôles) par l’intermédiaire de l’onduleur connecté au rotor en compensant les variations de vitesse  $\Omega$  de la turbine d’entraînement. L’ensemble constitué par la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) et le redresseur permet de créer un bus continu pour l’alimentation de l’onduleur de contrôle.

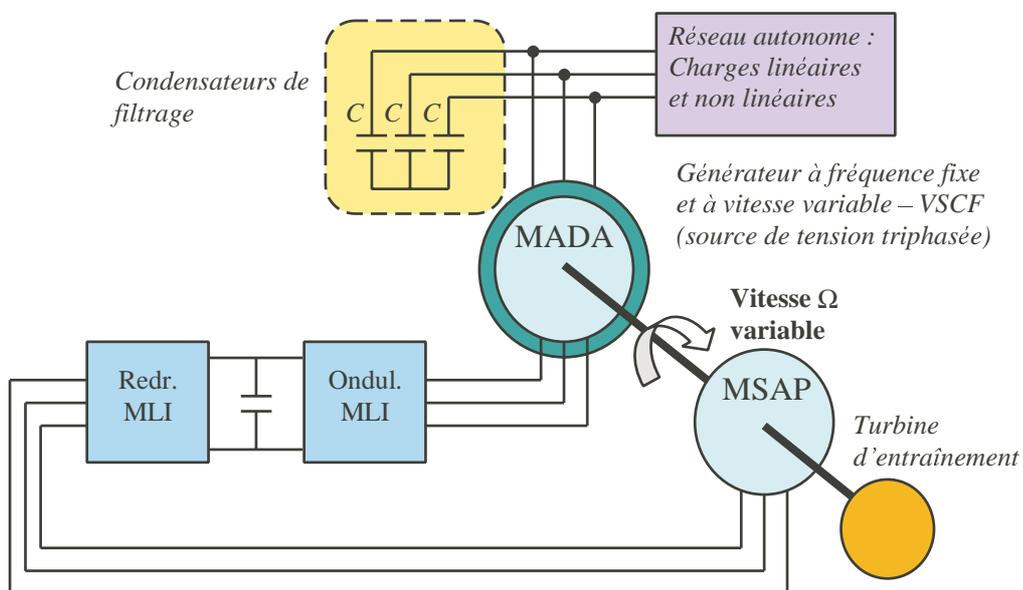


FIG. 9.1 – Schéma de principe du générateur autonome

La commande d’un tel générateur a fait l’objet d’une étude dans [KHA 03]. Il est alors apparu que les tensions statoriques de la MADA sont très perturbées en présence de charges polluantes. Un filtrage s’impose afin d’obtenir une qualité de réseau acceptable. Or, dans le cadre d’une application embarquée, l’ajout d’un filtre passif [KHA 04] peut s’avérer problématique pour des raisons de poids et d’encombrement. L’idée proposée ici porte sur la réalisation d’une commande assurant un filtrage

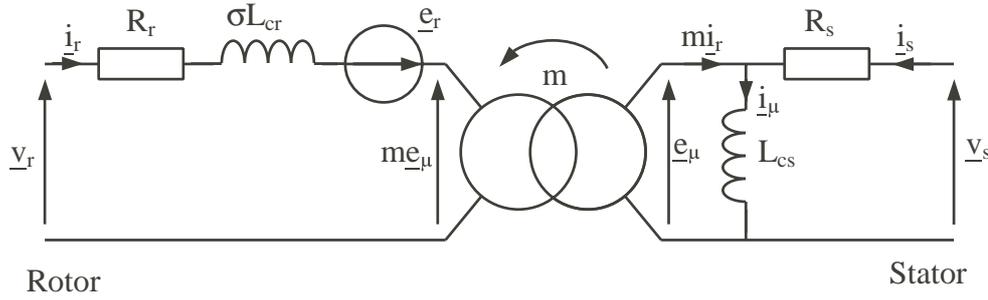


FIG. 9.2 – Schéma dynamique phasorial de la MADA dans le repère statorique

actif des tensions statoriques au travers de la commande rotorique, ceci avec un filtre passif minimal (capacités en parallèle au stator). Des études proches ont été menées sur réseau puissant avec des génératrices synchrones [ABO 01b], [ABO 01a] et des MADA [ABO 03]. Ici, nous nous intéressons au cas du réseau autonome et nous montrerons les modifications nécessaires à cette commande pour l'appliquer au cas des réseaux puissants.

Nous allons nous appuyer pour cette étude sur le *schéma équivalent dynamique phasorial* de la machine auquel nous ajouterons la charge (réseau + condensateurs de filtrage). Ces éléments sont présentés dans la section suivante. Le SDP sera ensuite exploité pour la mise en place des boucles de régulation, conformément à la méthodologie d'inversion de modèle présentée dans le chapitre précédent. Cette commande est ensuite testée en simulation avec une MADA classique (4 kW – 50 Hz) vis à vis des deux objectifs visés : la génération à fréquence fixe et à vitesse variable (sous-section 9.1.3) sur charge linéaire, puis la validation du filtrage actif sur charge polluante de type pont PD3. Des résultats expérimentaux complètent cette étude.

### 9.1.2 Rappels et compléments de modélisation

On rappelle tout d'abord le SDP de la MADA à la figure 9.2, en notant qu'il constitue une représentation dans le repère statorique de la machine. Ce schéma diffère de celui présenté dans la partie modélisation uniquement sur son orientation (rotor à gauche, stator à droite) correspondant à son utilisation en générateur alimenté par son rotor.

Sur la figure 9.3, la charge est également représentée par une source de courant phasorielle équivalente (pouvant rendre compte des éventuels comportements linéaire et non-linéaire de la charge). Les condensateurs en étoile (ou triangle) utilisés pour le filtrage correspondent à un condensateur  $C$  dans le schéma.

L'objectif étant l'élaboration d'une commande, nous effectuons une transformation de ce schéma pour nous placer *dans le repère du champ tournant* afin d'assurer un comportement efficace des régulations assurées par les correcteurs employés (PI). L'emploi de schémas dynamiques phasoriels simplifie cette transformation dans la mesure où les SDP sont modifiés par rotation sur la base de deux règles présentées au chapitre 7, agissant sur les composants réactifs (inductances et condensateurs). L'application de ces règles nous conduit à un schéma global du générateur et de sa charge dans le repère du champ tournant (figure 9.4).

Dans ce schéma, on voit apparaître des sources (modifiées ou créées), dont les expressions sont :

$$\begin{cases} e'_r = e_r - j\sigma L_{cr}\omega_{res}\dot{i}_r \\ e_{\mu 0} = jL_{cs}\omega_{res}\dot{i}_\mu \\ \dot{i}_{c0} = jC\omega_{res}v_s \end{cases} \quad (9.1)$$

où  $\omega_{res}$  est la pulsation souhaitée sur le réseau (*i.e.* au stator de la machine). Le schéma ainsi établi

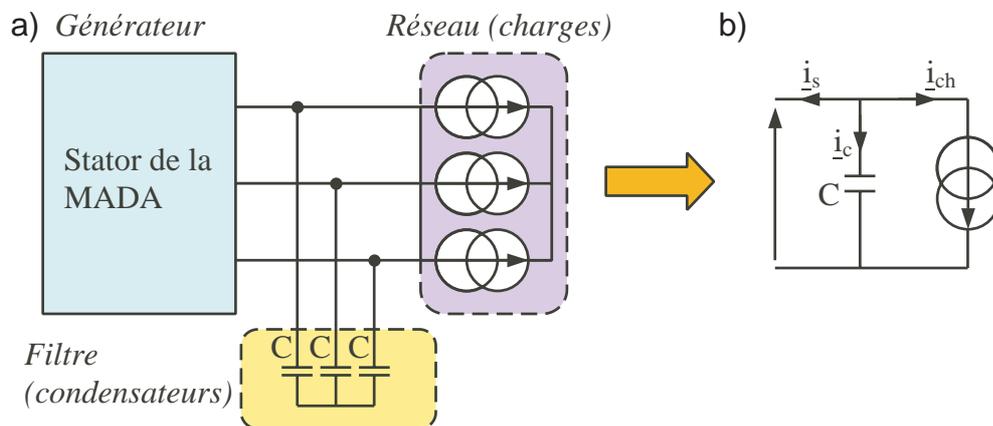


FIG. 9.3 – Modèles triphasé (a) et phasoriel (b) de la charge et de la cellule de filtrage

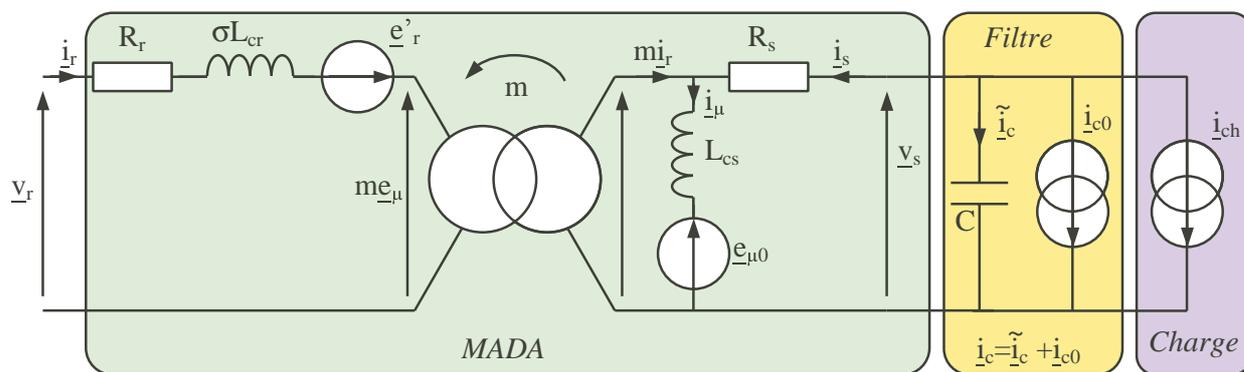


FIG. 9.4 – Ensemble “Générateur + Charge” dans le repère du champ tournant

va nous permettre d'élaborer une commande de notre générateur.

### 9.1.3 Commande de la MADA

La commande de la MADA s'appuie sur l'inversion de modèle présentée dans le chapitre précédent. Il s'agit tout d'abord d'identifier les variables d'état de notre système. Or, le SDP nous permet une mise en évidence immédiate avec les composants réactifs :

- courant rotorique  $\underline{i}_r$
- courant magnétisant  $\underline{i}_\mu$
- tension statorique  $\underline{v}_s$

Avec ces 3 variables d'état complexes (donc il s'agit d'un système d'ordre 6 réel), on peut élaborer une structure de commande maximale (SMC) dans laquelle on effectue une régulation (bouclage) sur chaque variable d'état. Néanmoins, nous allons nous baser sur une hypothèse physique classique, bien identifiée sur les schémas en régime permanent sinusoïdal, pour proposer une structure réduite de commande (SRC).

Tout d'abord, un examen du SDP nous permet d'identifier la 1<sup>ère</sup> variable d'état à contrôler, à savoir le courant rotorique<sup>1</sup>. Le contrôle de ce courant ne peut être fait que par le pilotage de la tension  $\underline{v}_L$  aux bornes de l'inductance de fuite rotorique  $\sigma L_{cr}$ . En effet, cette tension pilote la croissance ou la décroissance du courant au travers de la relation

$$\underline{v}_L = \sigma L_{cr} \frac{d\underline{i}_r}{dt} \quad (9.2)$$

Il s'agit donc de générer une tension  $\underline{v}_r$  assurant ce contrôle.

Ceci est possible en posant

$$\underline{v}_r = R_r \cdot \underline{i}_r - \underline{e}'_r + m \cdot \underline{e}_\mu + \underline{v}_L \quad (9.3)$$

Bien évidemment, ceci n'est pas possible strictement et on aura plutôt

$$\underline{v}_r = \widehat{R}_r \cdot \underline{i}_r^{mes} - \widehat{\underline{e}}'_r + \widehat{m} \cdot \widehat{\underline{e}}_\mu + \widetilde{\underline{v}}_L$$

**Remarque 9.1** Dans tout notre propos, les grandeurs surmontées de  $\widehat{\phantom{x}}$  sont des estimations (paramètres et variables), les grandeurs munies d'un exposant "mes" sont des mesures et les grandeurs surmontées de  $\widetilde{\phantom{x}}$  sont des signaux générés par un correcteur (au sein d'une boucle de régulation). Par la suite, on introduira également des grandeurs munies d'un exposant "ref" pour désigner des consignes de boucles de régulation (ou de commandes en boucle ouverte).

Les estimateurs utilisés dans cette commande sont les suivants :

$$\begin{cases} \widehat{\underline{e}}'_r = jp\Omega^{mes} \left( \widehat{M} \cdot \widehat{\underline{i}}_\mu + \widehat{\sigma} \cdot \widehat{L}_{cr} \cdot \underline{i}_r^{mes} \right) - j\widehat{\sigma} \cdot \widehat{L}_{cr} \cdot \omega_{res}^{ref} \cdot \underline{i}_r^{mes} \\ \widehat{\underline{e}}_\mu = \underline{v}_s^{mes} - R_s \cdot \underline{i}_s^{mes} \\ \widehat{\underline{i}}_\mu = \underline{i}_s^{mes} + \widehat{m} \cdot \underline{i}_r^{mes} \end{cases} \quad (9.4)$$

et il ne reste plus dans ces expressions que des estimations des paramètres de la machine, qui doivent être obtenues au préalable par une identification (cf. Annexe C). La synthèse de cette commande est illustrée par la figure 9.5.

Cette boucle rotorique s'inscrit dans une structure hiérarchique (classique) de commande. Il s'agit donc d'une boucle interne (rapide) de courant. Une fois cette régulation établie, il est possible de modifier le SDP du générateur en prenant en compte cette première régulation. En effet, la régulation réalisée permet à l'ensemble {Onduleur+Rotor} de se comporter comme une source de courant  $\underline{i}_r^{ref}$  (dans les limites imposées par la rapidité de la boucle de régulation)<sup>2</sup>. On peut donc proposer le schéma de la figure 9.6 pour en rendre compte et poursuivre la synthèse de la commande de notre générateur.

<sup>1</sup> Il s'agit de la première variable d'état rencontrée lorsqu'on parcourt le SDP du rotor (dont on pilote la tension par l'onduleur) vers le stator.

<sup>2</sup> Il ne s'agit bien évidemment pas d'une source idéale de courant.

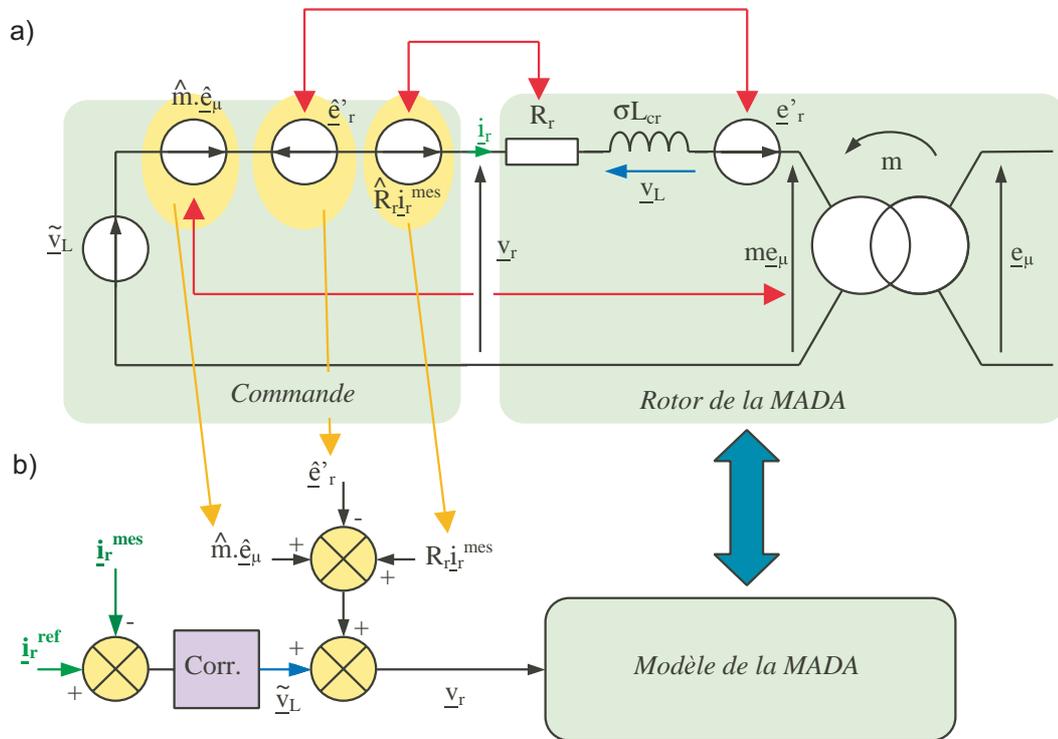


FIG. 9.5 – Synthèse de la boucle de courant rotorique

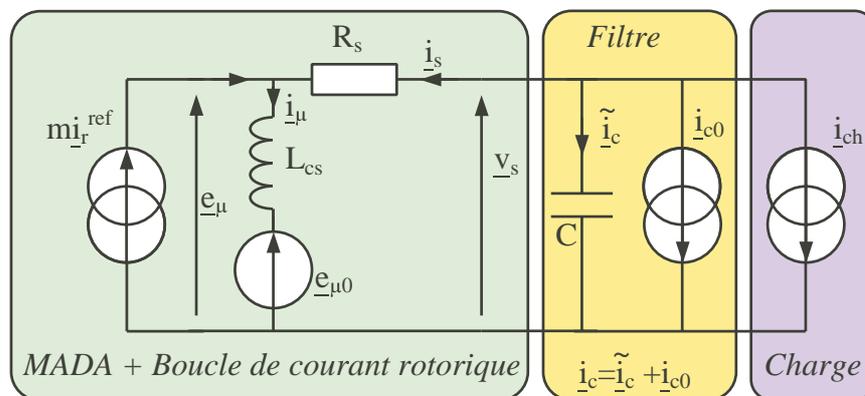


FIG. 9.6 – Schéma équivalent du générateur et de sa charge avec la boucle de courant rotorique

Au stator, on constate qu'il reste deux variables d'état à contrôler : le courant magnétisant et la tension statorique. Toutefois, comme nous l'avons évoqué précédemment, nous allons exploiter une hypothèse physique permettant de simplifier notre commande. Il s'agit de l'*hypothèse de fonctionnement à flux forcé*, à savoir

$$\underline{v}_s \approx \underline{\varepsilon}_\mu \tag{9.5}$$

Le courant magnétisant peut être alors considéré comme une *variable esclave de la tension statorique*. Nous allons donc réaliser un asservissement unique de la tension statorique. Pour cela, nous allons adopter la même démarche que pour la régulation du courant rotorique. La variable de contrôle étant la consigne de courant rotorique<sup>3</sup>  $\underline{i}_r^{ref}$ , on procède à une compensation du courant magnétisant  $\underline{i}_\mu$ , du courant  $\underline{i}_{c0}$  et du courant de charge  $\underline{i}_{ch}$ . Nous sommes alors capables de contrôler la tension  $\underline{v}_s$ , simplement en notant que

$$\underline{\tilde{i}}_c = C_s \frac{d\underline{v}_s}{dt} \tag{9.6}$$

On génère donc une consigne de courant  $\underline{i}_r^{ref}$  de la forme

$$\underline{i}_r^{ref} = \frac{1}{m} \left( \hat{\underline{i}}_\mu + \hat{\underline{i}}_{c0} + \underline{\tilde{i}}_c + \underline{i}_{ch}^{mes} \right) \tag{9.7}$$

On dégage ainsi une nouvelle entrée de commande avec le courant  $\underline{\tilde{i}}_c$ , contrôlant la dynamique de la tension. Cette consigne peut être générée par un simple correcteur proportionnel (comme la boucle de courant rotorique) assurant théoriquement un asservissement sans erreur de  $\underline{v}_s$  à une référence. Toutefois, pour plus de robustesse, on préférera employer un correcteur PI qui prendra en charge les erreurs de compensation effectuées par ailleurs (sur le courant magnétisant  $\underline{i}_\mu$ , le courant  $\underline{i}_{c0}$  et sur le courant de charge  $\underline{i}_{ch}$ ). Le schéma de la commande est présenté à la figure 9.7.

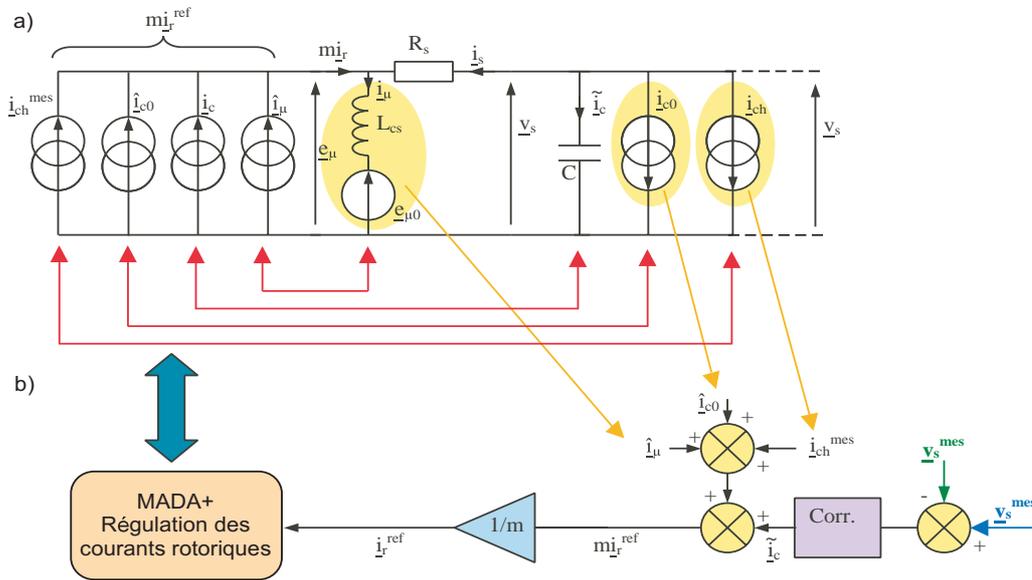


FIG. 9.7 – Boucle externe de commande de la tension statorique

Les courants  $\underline{i}_\mu$  et  $\underline{i}_{c0}$  sont estimés tandis que  $\underline{i}_{ch}$  peut être mesuré. Les expressions des estimateurs implantés dans la commande simulée sont

$$\begin{cases} \hat{\underline{i}}_\mu = \frac{\underline{v}_s^{mes}}{jL_{cs}\omega_{res}^{ref}} \\ \hat{\underline{i}}_{c0} = jC\omega_{res}\underline{v}_s^{mes} \end{cases} \tag{9.8}$$

<sup>3</sup>Nous supposons que le suivi de cette consigne par le courant réel est instantané au regard de la dynamique des grandeurs statoriques.

Paramètres	Valeur	Unité
Résistance statorique $R_s$	0.81	$\Omega$
Résistance rotorique $R_r$	0.83	$\Omega$
Inductance cyclique statorique $L_{cs}$	138	mH
Inductance cyclique rotorique $L_{cr}$	20.9	mH
Mutuelle inductance stator/rotor $M$	49.9	mH
Rapport de transformation $m$	0.37	-
Coefficient de dispersion $\sigma$	0.117	-
Capacité de filtrage $C$	1	$\mu\text{F}$
Résistance de charge $R$	40	$\Omega$
Inductance de charge $L$	1	mH

TAB. 9.1 – Paramètres de la MADA du banc expérimental

On notera que l'estimateur utilisé pour  $\hat{i}_\mu$  est *approximatif*. La solution exacte consisterait à intégrer l'équation différentielle complexe suivante :

$$L_{cs} \frac{d\hat{i}_\mu}{dt} = \mathbf{v}_s^{mes} - R_s \hat{i}_s^{mes} - jL_{cs} \omega_{res} \hat{i}_\mu \quad (9.9)$$

Néanmoins, il est préférable de tester une *solution dégradée* afin de valider une future implantation qui sera *plus facilement réalisable*.

#### 9.1.4 Résultats de simulation

Pour les simulations, les paramètres sont ceux de la MADA de 4.5 kW – 50 Hz utilisée dans notre banc d'essai (décrit à l'annexe C). Nous les rappelons néanmoins dans le tableau 9.1.

##### 9.1.4.1 MADA sur charge linéaire

La vérification du bon fonctionnement sur charge linéaire de la commande est effectuée par le biais de deux tests :

- un essai à vitesse variable et charge fixe à 1/2 de la puissance nominale (Fig. 9.8) : de -50% à +33% de la vitesse de synchronisme
- un essai à vitesse fixe et charge variable (impact de charge - Fig. 9.9) : de 50% à 100% de la charge nominale

##### 9.1.4.2 Filtrage actif sur charge non-linéaire

Nous pouvons voir à la figure 9.10 que le filtrage actif assure une bonne qualité des tensions statoriques malgré le haut niveau des courants harmoniques absorbés par la charge.

L'impact du filtrage actif sur les sollicitations rotoriques est illustré à la figure 9.11.

Plus les capacités sont de faible valeur, plus les sollicitations sont importantes : un compromis doit donc être trouvé entre un filtre passif volumineux et lourd et une chaîne d'alimentation surdimensionnée (donc également plus volumineuse et lourde).

#### 9.1.5 Résultats expérimentaux

La machine utilisée pour les expérimentations est celle exploitée pour les simulations. Nous avons tout d'abord entraîné la MADA avec la MCC en boucle ouverte avec une source de tension (autotransformateur+redresseur à diode) et avec un pilotage de la MADA en générateur à l'aide d'un onduleur

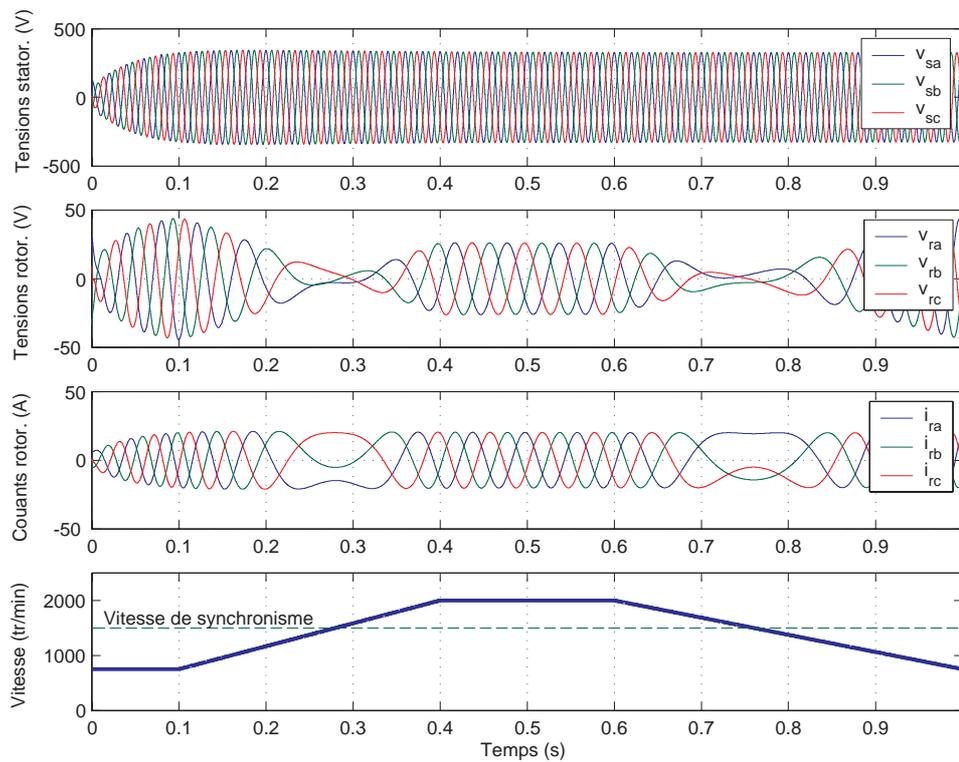


FIG. 9.8 – Génération à fréquence fixe et vitesse variable sur charge linéaire

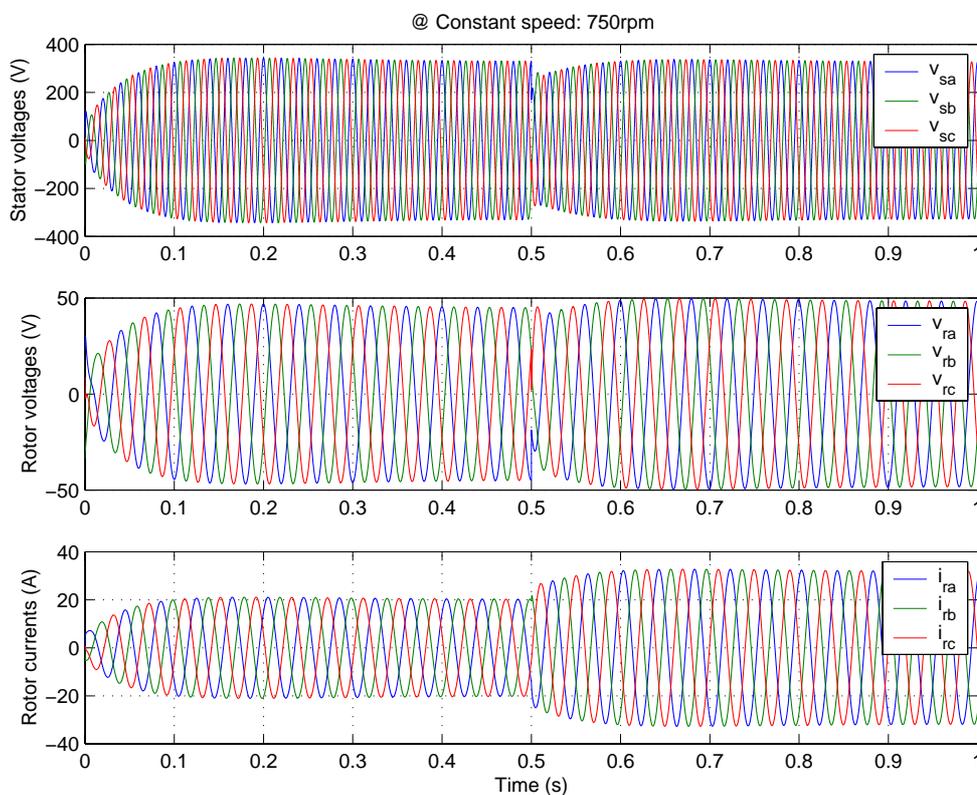


FIG. 9.9 – Génération à vitesse fixe sur charge linéaire variable (échelon de charge)

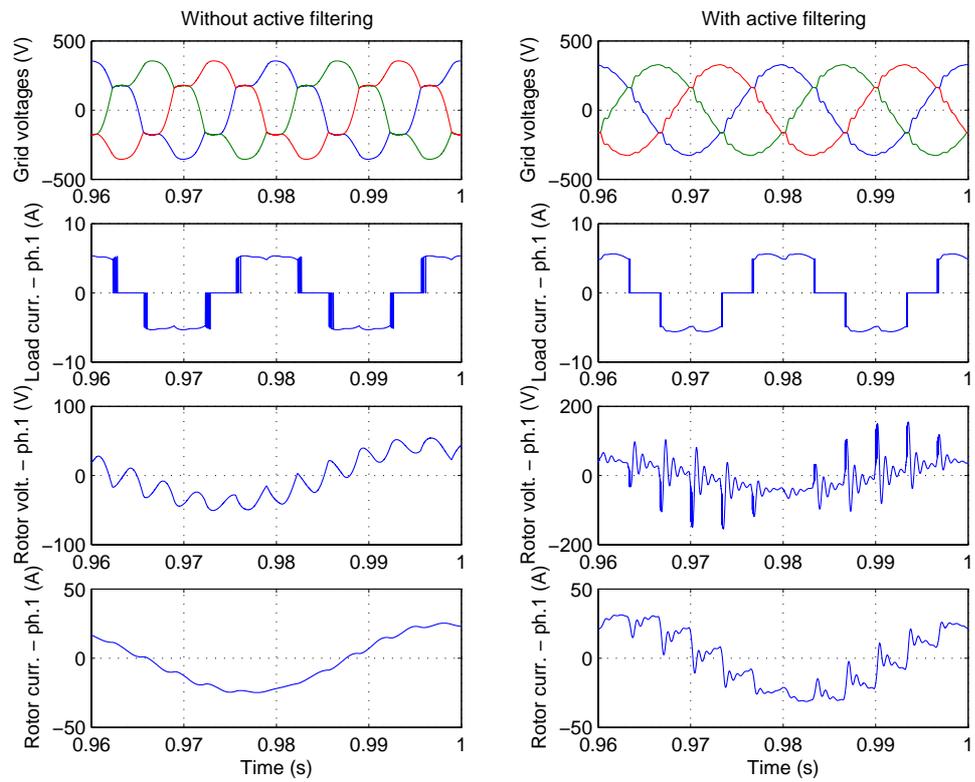


FIG. 9.10 – Filtrage actif sur charge purement non-linéaire (PD3 à charge RL)

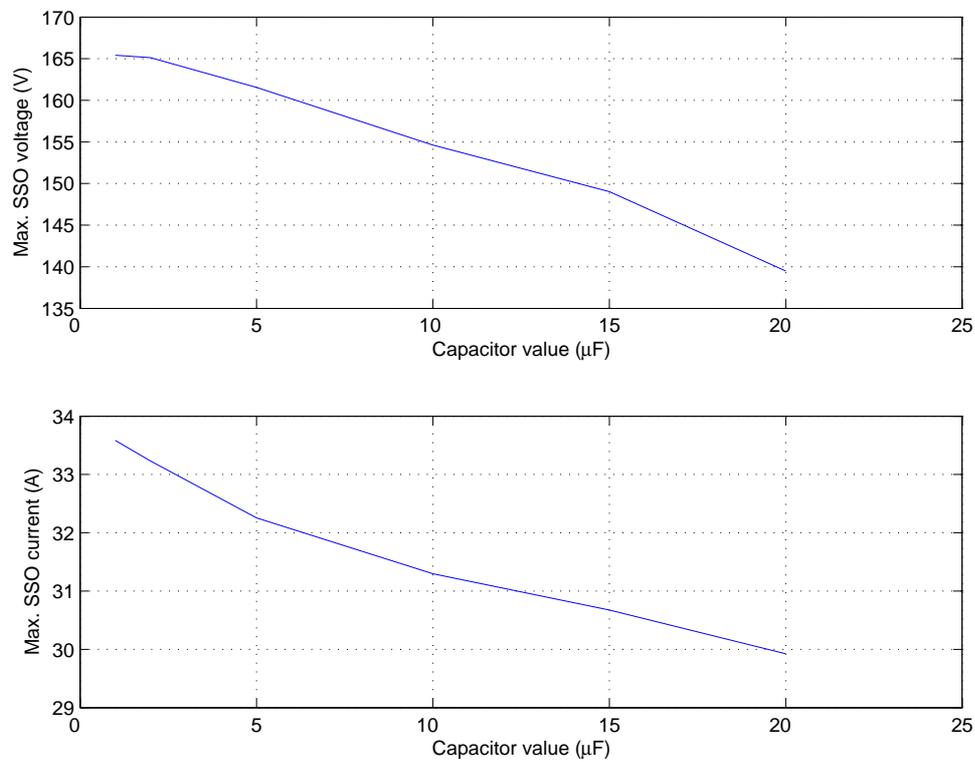


FIG. 9.11 – Sollicitations dûes au filtrage actif en fonction des condensateurs de filtrage

connecté à ses enroulements rotoriques. Cette alimentation de la MCC a été effectuée de telle manière à dépasser sa vitesse nominale (1500tr/min) jusqu'à 2000tr/min afin de pouvoir visualiser le passage en fonctionnement hypersynchrone lorsque la MADA fonctionne en générateur à fréquence fixe et vitesse variable. Cet essai est illustré par les formes d'ondes présentées aux figures 9.12, 9.13.

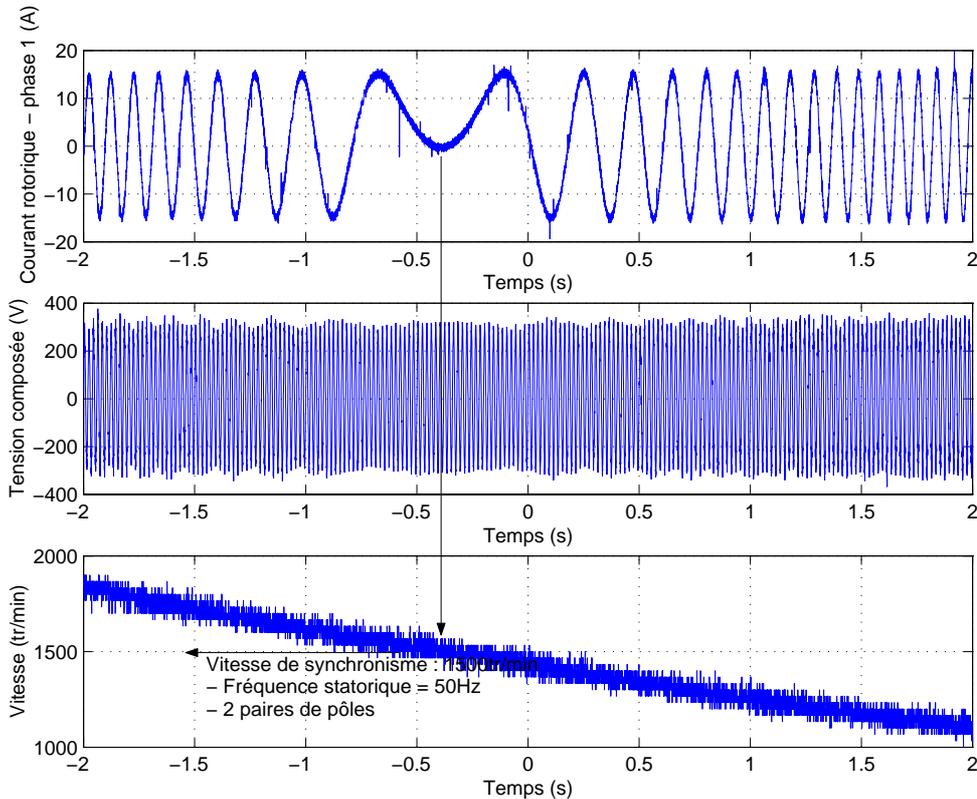


FIG. 9.12 – Génération à fréquence fixe et à vitesse variable

Le zoom sur la tension statorique permet de voir que la fréquence est égale à 50Hz. Ceci ne correspond pas, bien entendu, à la fréquence de 400Hz classique dans les réseaux de bord d'avion mais est une valeur adaptée à la machine utilisée.

Il faut noter que la vérification du fonctionnement sur un impact de charge n'est pas possible dans les mêmes conditions qu'en simulation car la MCC d'entraînement n'est pas contrôlée en vitesse. Un impact de charge se traduit donc par une variation de la vitesse de rotation comme le montre la courbe de la figure 9.14. On voit que la tension présente une amplitude identique en début et en fin de tracé montrant l'effet de la régulation (ici assez lente car non encore réglée, le correcteur utilisant alors un intégrateur pur à grande constante de temps). L'impact de charge est visiblement négatif du fait du transitoire de tension positif et de la croissante de la vitesse (car il y a une baisse du couple résistant produit par le générateur sur la machine d'entraînement).

On constate toutefois que ces résultats expérimentaux, malgré l'entraînement non régulé en vitesse, sont très proches de ceux obtenus en simulation, en particulier ceux de la figure 9.12.

Après ces tests préliminaires illustrant le bon fonctionnement de la commande de la MADA, des résultats plus détaillés ont été obtenus avec la MCC pilotée par son variateur de vitesse. Le contrôle en VSCF a encore été testé avec une rampe de vitesse mieux contrôlée que précédemment, mais surtout, des grandeurs internes au contrôleur ont été visualisés, notamment les courants rotoriques dans le repère de Concordia ( $\alpha, \beta$ ), présentés à la figure 9.15.

La régulation de tension est quant à elle testée à vitesse constante comme le montre la figure 9.16. Les impacts de charge sont de  $\pm 30\%$  de la charge nominale fixée à 2kW (pour une cohérence

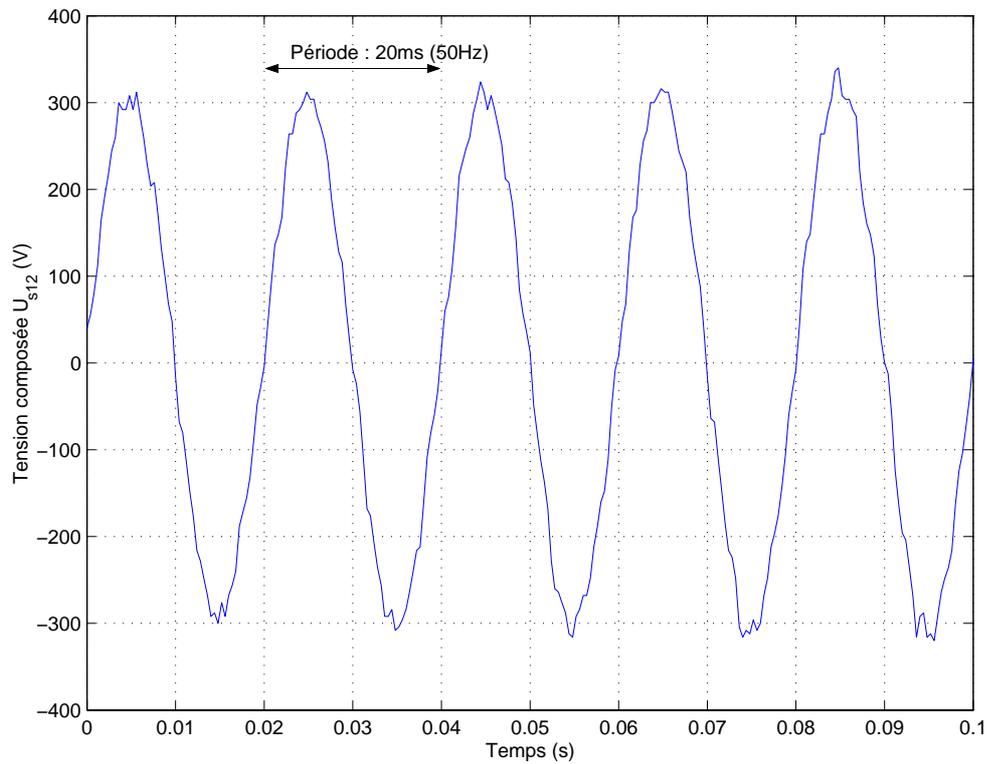


FIG. 9.13 – Zoom sur une tension statorique (50Hz)

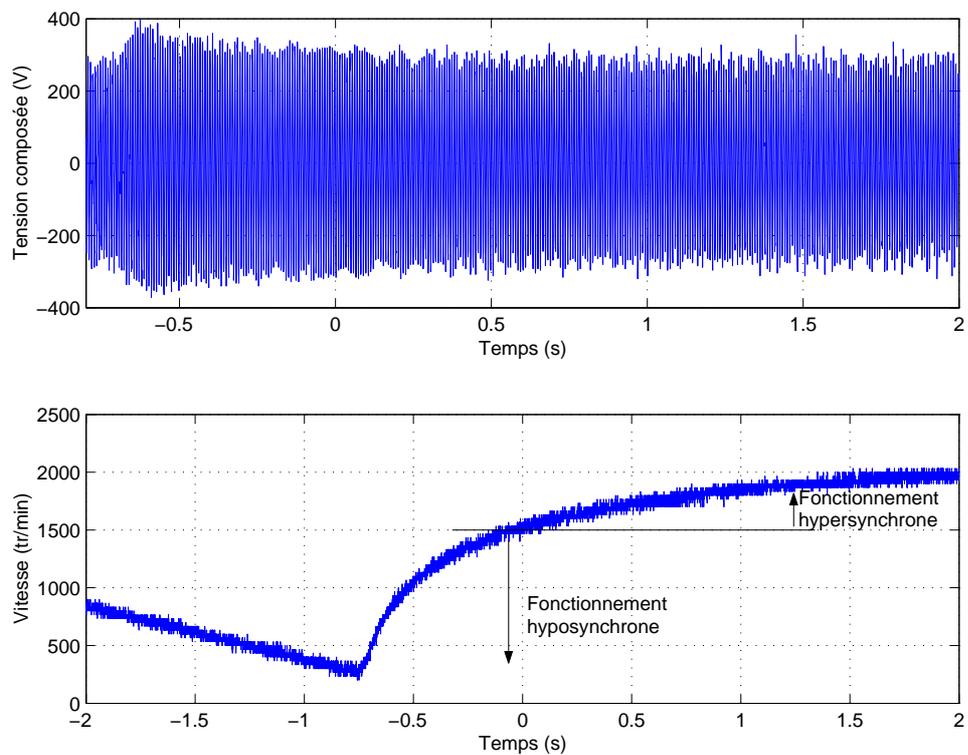


FIG. 9.14 – Régulation de l'amplitude des tensions sur une variation de vitesse

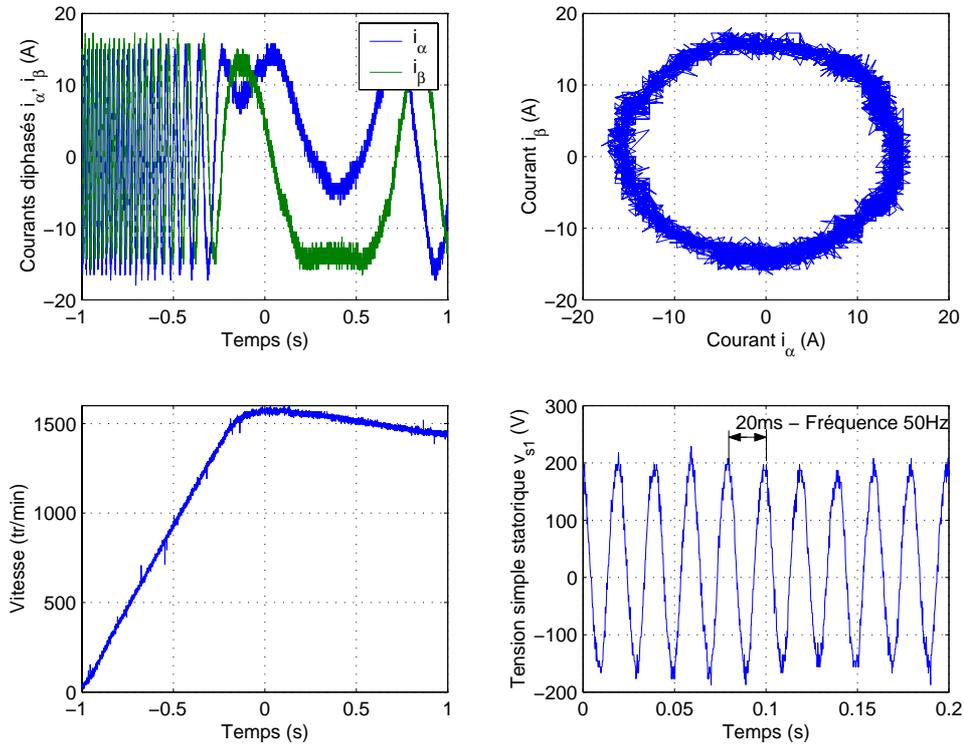


FIG. 9.15 – Commande VSCF de la MADA avec vitesse régulée

avec la cascade, dimensionnée pour la MADA la moins puissante<sup>4</sup>). On notera que pour cet essai, la vitesse ne subit aucune variation mesurable, ce qui est tout à fait cohérent avec les hypothèses faites de vitesse imposée par une turbine “puissante” pour l’application réelle. De ce fait, on dissocie les effets potentiels sur les variations de tension des variations de vitesse et des variations de charge.

### 9.1.6 Conclusion

Avec cette architecture, on montre bien entendu le fonctionnement en générateur autonome à fréquence fixe et à vitesse variable de la MADA mais aussi ses capacités à assurer des fonctions de filtre actif, permettant de réduire les contraintes de filtrage passif avec des composants volumineux, gênants pour une intégration dans des systèmes embarqués, en particulier dans le domaine de l’aéronautique. En outre, ceci valide notre approche en termes de synthèse de commande appliquée à une structure de générateur, en nous basant pour cette étude sur des schémas équivalents dynamiques : les schémas dynamiques phasoriels.

## 9.2 Commande de la cascade sur réseaux isolé et puissant

### 9.2.1 Rappel sur la structure et son modèle

On rappelle tout d’abord la structure du générateur autonome utilisé ici. Elle reprend celle de la MADA seule en remplaçant cette dernière par une association de deux MADA connectées par leurs

<sup>4</sup>La MADA utilisée ici est une machine de 4.5kW de puissance nominale. Elle est donc sous-exploitée ici. Néanmoins, il faut noter que cette machine n’a pas été conçue à l’origine pour un fonctionnement en générateur et il n’est pas certain que les courants nécessaires pour la création de tensions d’environ 200V max. puissent être injectés en permanence dans les enroulements rotoriques. Il est donc plus sûr de limiter la puissance produite par la machine.

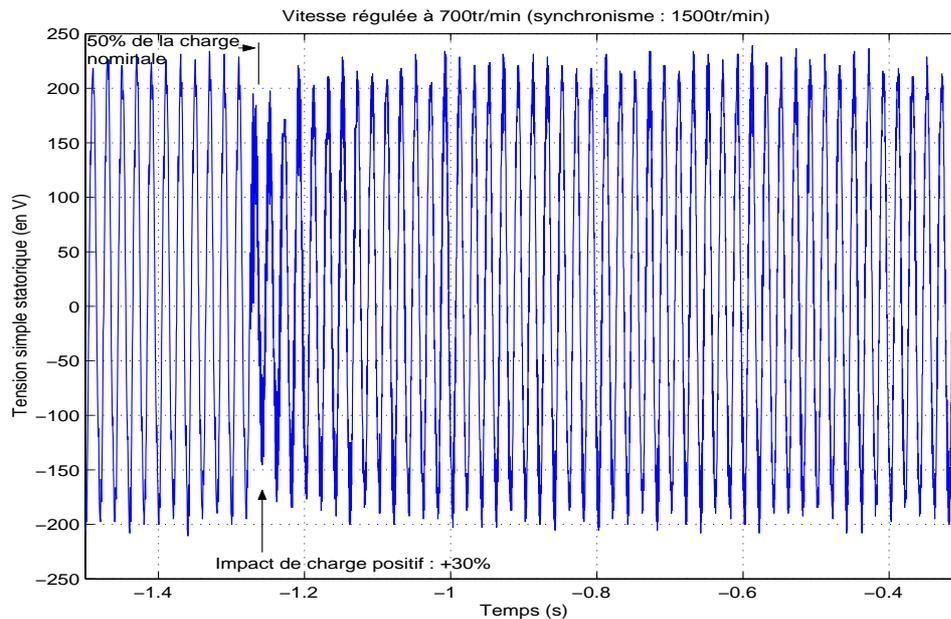


FIG. 9.16 – Impacts de charge positif sur la MADA avec un entraînement contrôlé en vitesse

rotors (Fig. 9.17). Cette structure est donc, comme cela a déjà été dit, potentiellement sans balais avec une association intégrée (machine spéciale), bien que le banc d'essais ne le soit pas.

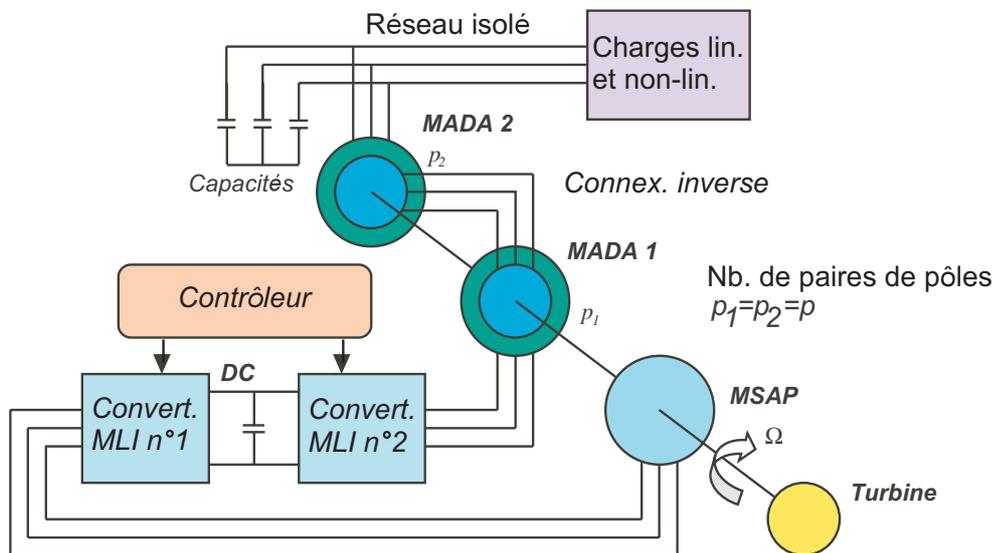


FIG. 9.17 – Générateur autonome basé sur la cascade de MADA

La modélisation par SDP de la cascade, établie dans un précédent chapitre, est rappelée à la figure 9.18.

On notera que, contrairement à la MADA seule, toutes les grandeurs ne sont pas mesurables. Des estimateurs sont nécessaires, plus particulièrement pour au moins un courant magnétisant et pour le courant rotorique.

En effet, si on est capable d'estimer le courant rotorique, la commande de la cascade s'avère analogue à celle de la MADA seule. Ceci est visible avec le SDP rappelé ci-dessus qui garde la même structure : la connaissance du courant rotorique et son contrôle permet alors de faire abstraction de

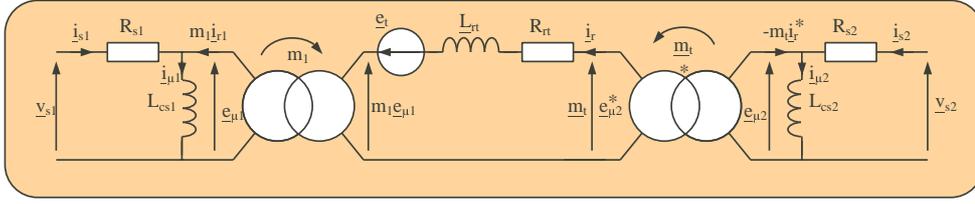


FIG. 9.18 – Schéma Dynamique Phasorial de la cascade

la MADA n°1 pour piloter directement la MADA n°2.

### 9.2.2 Estimateurs de courants

Le courant rotorique n'étant pas mesurable dans notre cascade, son contrôle passe par son estimation sur la base du modèle établi plus haut. Nous proposons ici une solution simple en boucle ouverte définie comme suit

$$\begin{cases} \hat{i}_{\mu 1} = \frac{1}{L_{cs1}} \int (\underline{v}_{s1}^{mes} - R_{s1} \cdot \underline{i}_{s1}^{mes}) \\ \hat{i}_r = \frac{1}{m_1} (\hat{i}_{\mu 1} - \underline{i}_{s1}^{mes}) \end{cases} \quad (9.10)$$

On constate que cette estimation passe par celle du courant magnétisant  $\underline{i}_{\mu 1}$ .

Les grandeurs mesurées (marquées par un exposant “mes” dans les équations) sont le courant statorique  $\underline{i}_{s1}$  et la tension statorique  $\underline{v}_{s1}$ . Pour cette dernière grandeur, il s'agira en fait d'une mesure indirecte. Dans la mesure où la commande impose les ordres de commande de l'onduleur, il est aisé de reconstruire ce phaseur  $\underline{v}_{s1}$  à partir de la mesure de la tension de bus continu<sup>5</sup> et des rapports cycliques de la commande MLI.

### 9.2.3 Synthèse de la commande

On constate que la cascade de MADA est décrite par un schéma analogue à celui d'une MADA seule. La différence essentielle porte sur la présence d'une inductance magnétisante au niveau du stator de la 1<sup>ère</sup> MADA. Néanmoins, la tension appliquée à la maille rotorique  $\underline{e}_{\mu 1}$  est peu différente de la tension  $\underline{v}_{s1}$ . On peut même calculer précisément cette f.e.m. dans la commande en incluant une compensation de la chute de tension aux bornes de  $R_{s1}$ . La commande proposée est illustrée par le schéma-blocs de la figure 9.19.

On voit apparaître dans cette boucle de régulation la notion de correcteur synchrone. En effet, le choix effectué ici est d'utiliser un correcteur PI pour la régulation des courants rotoriques. Or, pour qu'un correcteur PI soit efficace (*i.e.* annulation d'erreur statique), il faut que les grandeurs manipulées soient constantes. De ce fait, il est nécessaire d'effectuer la rotation appropriée en amont et en aval du correcteur. Il ne faut néanmoins pas oublier les termes de compensation introduits par rotation avec les composants réactifs, cette règle générale s'appliquant aux SDP mais également aux correcteurs<sup>6</sup>. La raison pour laquelle nous adoptons une approche différente de celle utilisée pour la MADA seule est que notre SDP de la cascade est une représentation “multi-fréquences” du système. En effet, les deux MADA étant décrites dans leurs référentiels statoriques respectifs, le couplage s'est effectué entre les deux rotors au travers d'un coupleur complexe conjugué ayant un rapport de transformation de la forme  $e^{j(p_1+p_2)\theta}$ . Ce rapport de transformation introduit de manière évidente une rotation. A vitesse constante  $\Omega = \frac{d\theta}{dt}$ , cette rotation modifie donc la fréquence des grandeurs de part et d'autre du

<sup>5</sup>La tension de bus continu peut soit être mesurée soit intégrée comme constante dans l'algorithme de commande si elle est connue. Une mesure est néanmoins préférable en pratique.

<sup>6</sup>Il s'agit en fait de deux façon différentes de voir le même problème

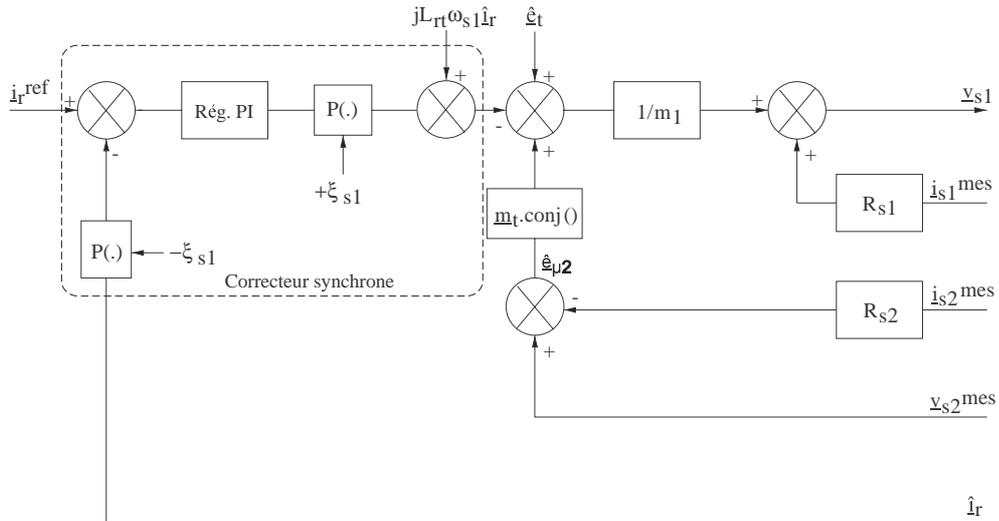


FIG. 9.19 – Commande des courants rotoriques

coupleur. On ne peut donc pas trouver un référentiel global permettant d’effectuer toute la commande efficacement avec des correcteurs PI. Une approche multifréquentielle de la synthèse de commande a donc été privilégiée.

Une fois la régulation des courants rotoriques effectuée, il ne reste plus qu’à effectuer une régulation de la tension statorique 2 au même titre que pour la MADA simple<sup>7</sup>.

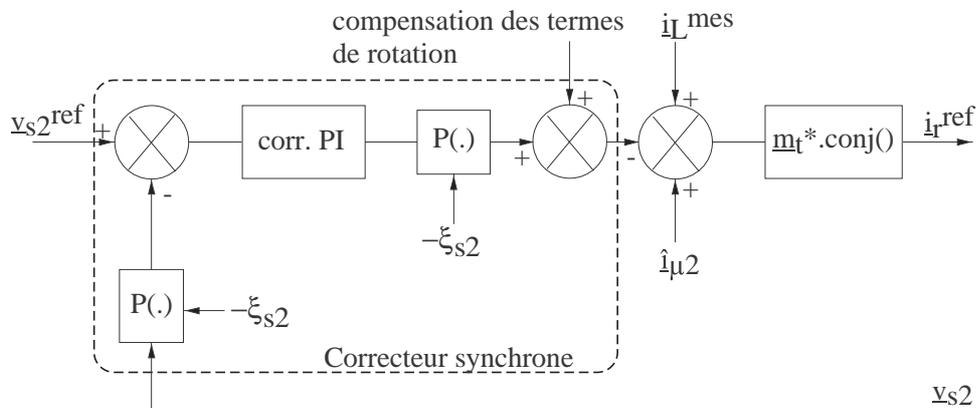


FIG. 9.20 – Régulation des tensions statoriques 2

### 9.2.4 Simulations

Afin de tester notre stratégie de commande de la cascade, une simulation en boucle fermée a été effectuée avec une charge linéaire à vitesse variable et les tensions réseau sont montrées à la Fig. 9.23. Tous les paramètres des machines de cette simulation sont regroupés à l’annexe C.

On peut noter que les tensions “réseau” ne sont pas perturbées malgré la variation de vitesse ( $\pm 33\%$  de la vitesse de synchronisme  $\Omega_s = 750\text{tr/min}$ ) : la fréquence réseau est de 50Hz.

<sup>7</sup>La non-régulation du courant magnétisant  $i_{\mu 2}$  se base sur la même raison physique que pour la MADA seule, à savoir le fonctionnement à flux forcé de la machine.

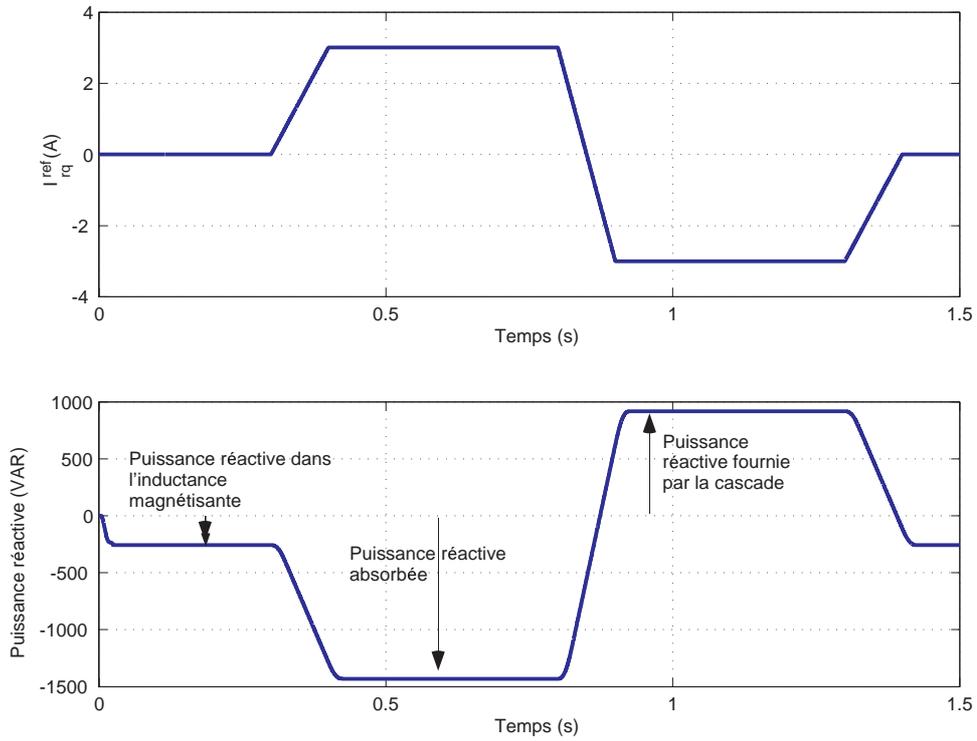


FIG. 9.21 – Puissance réactive contrôlée par la référence de  $i_{rq}$  dans le repère synchrone à la tension statorique (réseau puissant)

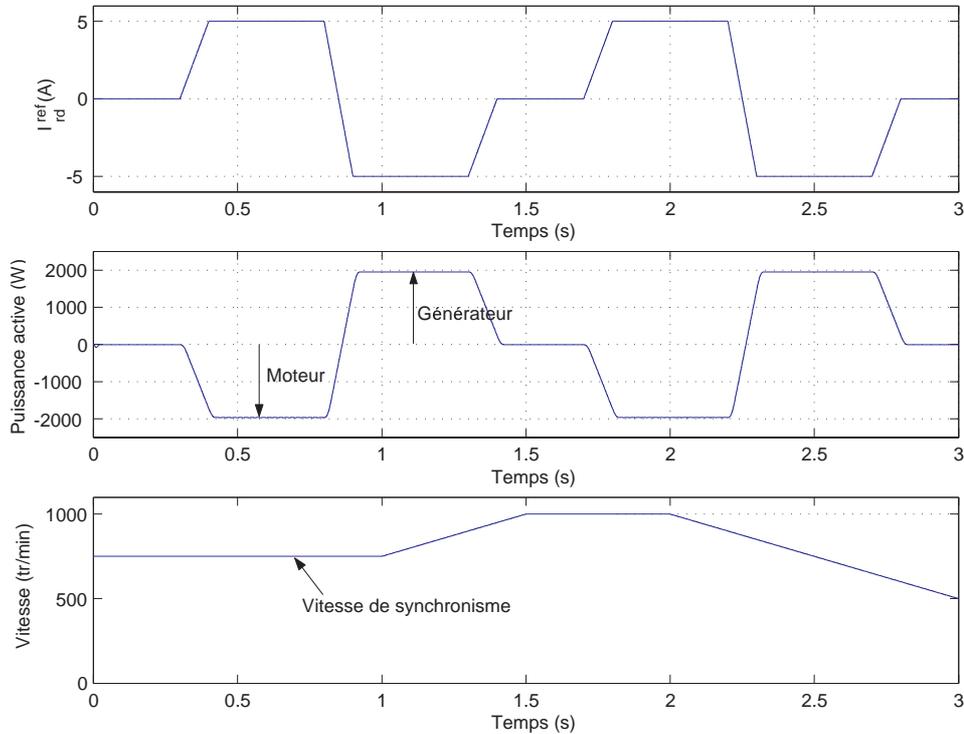


FIG. 9.22 – Puissance active contrôlée par la référence de  $i_{rd}$  (réseau puissant)

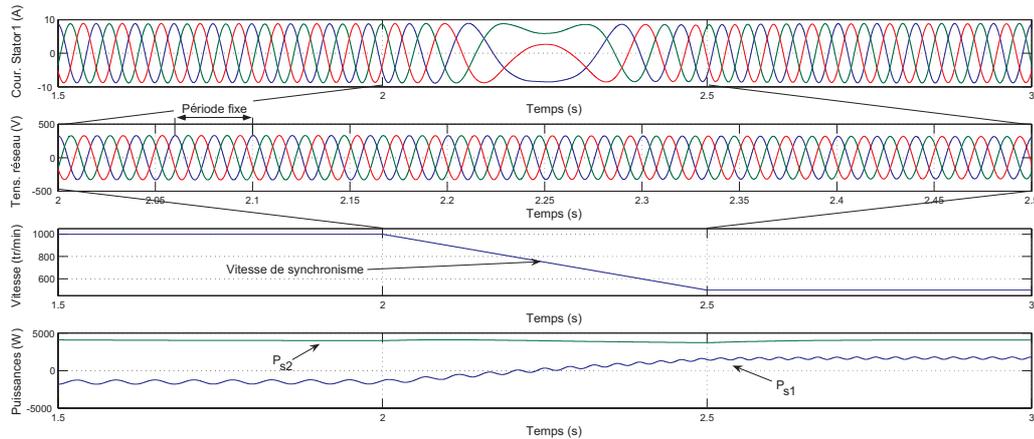


FIG. 9.23 – Cascade alimentant une charge linéaire en vitesse variable

Ensuite, nous ajoutons à la charge linéaire une deuxième charge en parallèle constituée d'un pont de diodes triphasé connecté à une charge R-L afin d'étudier le comportement de la cascade sur charge non-linéaire. Les résultats de simulation sont présentés à la Fig. 9.24 (@  $\Omega = 1000\text{tr/min}$ , 50% de charge non-linéaire). On peut voir que malgré un apport non-linéaire significatif, la stratégie de commande garde les tensions réseau quasi-sinusoïdales. Mais ce filtrage actif est limité par la bande passante rotorique ( $\tau_r = L_{rt}/R_{rt}$ ). En effet, si nous essayons de compenser des harmoniques de fréquence élevée, les tensions statoriques de la MADA n°1 peuvent devenir trop élevées.

Ceci même si la plage de vitesse balayée reste faible autour de la vitesse de synchronisme  $\Omega_s$ . Dans le but de réduire cet effet, une conception spécifique de la cascade est également étudiée.

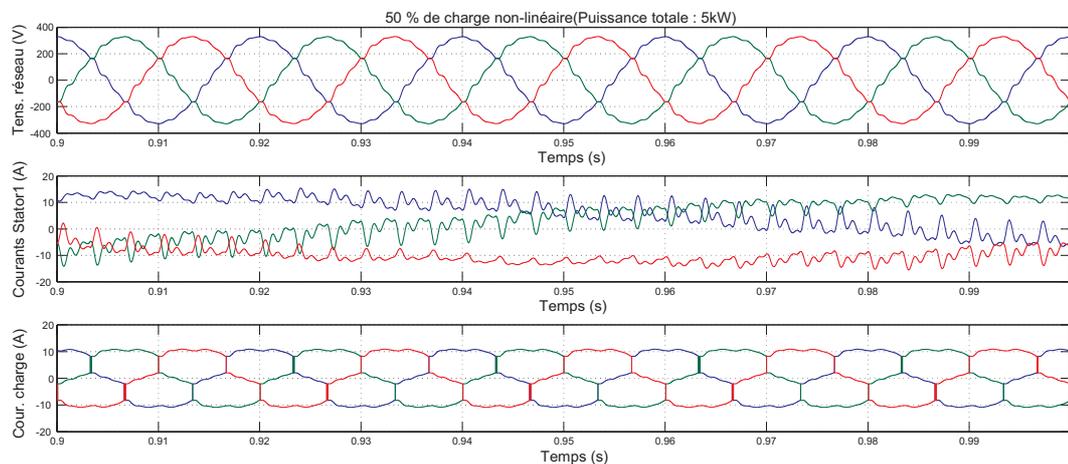


FIG. 9.24 – Cascade alimentant une charge non-linéaire à vitesse fixe (@ 800tr/min)

Afin de proposer une analyse en terme de transfert de puissance, nous proposons un test sur réseau puissant pour lequel il n'existe qu'une boucle de courant rotorique pour le pilotage de la cascade. On note alors que le transfert de puissance est piloté par les composantes de ce courant, vu dans un repère synchrone avec les tensions « réseau ». Ainsi, il est facile d'analyser que la composante d'axe  $d$  du courant contrôle la puissance active  $P$  et que la composante d'axe  $q$  contrôle la puissance réactive  $Q$  (axe  $d$  aligné avec la référence de tension). On notera par ailleurs que la composante d'axe  $q$  doit présenter une valeur non nulle pour que la puissance réactive transite entre le générateur et le réseau le soit. En effet, il est nécessaire de fournir la puissance réactive magnétisante « consommée » dans

l'inductance  $L_{cs2}$  vue dans le schéma équivalent de la figure 9.18. Cette analyse est illustrée pour la puissance réactive à la figure 9.21 et à la figure 9.22 pour la puissance active (contrôle non perturbé par des variations de vitesse). On constate par ces simulations que la cascade est capable d'absorber et de fournir de la puissance réactive.

L'intérêt principal des MADA en générale et de la cascade en particulier, évoqué dans l'introduction, en terme de contrôle de la puissance est également illustré en simulation à la figure 9.23 : on note que la puissance absorbée au stator n°1 est une fraction de la puissance fournie par le stator n°2 au réseau. On retrouve bien pour la cascade une vitesse de « synchronisme » pour laquelle la puissance  $P_{s1}$  s'annule.

### 9.2.5 Résultats expérimentaux

Le premier essai de la cascade consiste à réguler les courants statoriques et d'une certaine machine les courants rotoriques (car la différence, au rapport de transformation près, est égale au courant magnétisant). Une fois les courants statoriques 1 contrôlés par une boucle de courant, il est possible de piloter leur fréquence afin d'assurer un fonctionnement VSCF de la cascade. Pour cela, il suffit de rappeler que

$$\omega_{s2} = \omega_{r2} + p_2\Omega = -\omega_{s1} + (p_1 + p_2)\Omega$$

d'où une phase statorique "1" pilotée comme suit

$$\xi_{s1}(t) = \int \omega_{s1}(t) \cdot dt = - \int \omega_{s2}^{\text{ref}} \cdot dt + (p_1 + p_2) \cdot \theta = -\omega_{s2}^{\text{ref}} \cdot t + (p_1 + p_2) \cdot \theta$$

On obtient de ce fait un comportement analogue à celui de la MADA comme en témoignent les relevés expérimentaux de la figure 9.25.

### 9.2.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons proposé une stratégie de commande pour un générateur VSCF basé soit sur une MADA seule soit sur une cascade de MADA connectées à un réseau isolé. La cascade permet de créer un générateur sans balais qui est très intéressante dans les applications aéronautiques où une grande fiabilité est attendue. Or, nous avons pu voir que la commande est proche de celle d'une MADA seule dans la mesure où la représentation sous forme de SDP de la cascade a mis en évidence des similitudes fortes malgré une complexité accrue du générateur.

En outre, la stratégie de commande proposée ici permet de limiter les perturbations des tensions "réseau" en présence de charges non-linéaires, malgré un dispositif de filtrage réduit. Cet aspect de filtrage actif est également fondamental dans les applications embarquées pour une réduction de poids et d'encombrement du système global.

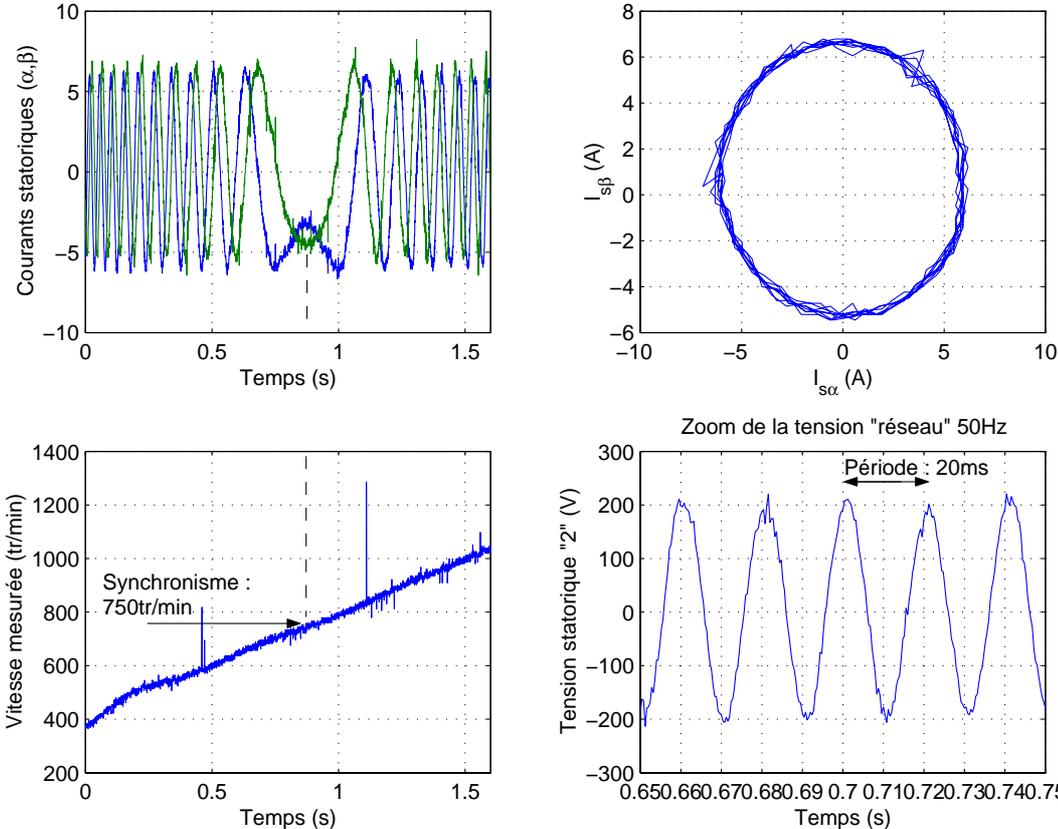


FIG. 9.25 – Essai de la cascade en VSCF (régulation des courants rotoriques estimés)



# Chapitre 10

## Commandes de la MSDE

### 10.1 Commande de la MSDE en génératrice à fréquence variable

#### 10.1.1 Introduction

Partant du principe que l'énergie électrique fournie par le générateur est essentiellement exploitée au travers de redresseurs (à diodes), il n'est pas nécessaire d'avoir une fréquence fixe. De ce fait, la machine synchrone peut être utilisée directement. Toutefois, elle nécessite un contrôle de son excitation pour maintenir une amplitude de tensions constante sur toute la plage de vitesse d'utilisation. Par conséquent, la MSDE est naturellement une solution intéressante comme substitut de la génératrice synchrone à 3 étages comme cela a déjà été expliqué dans la partie "Analyse d'architectures".

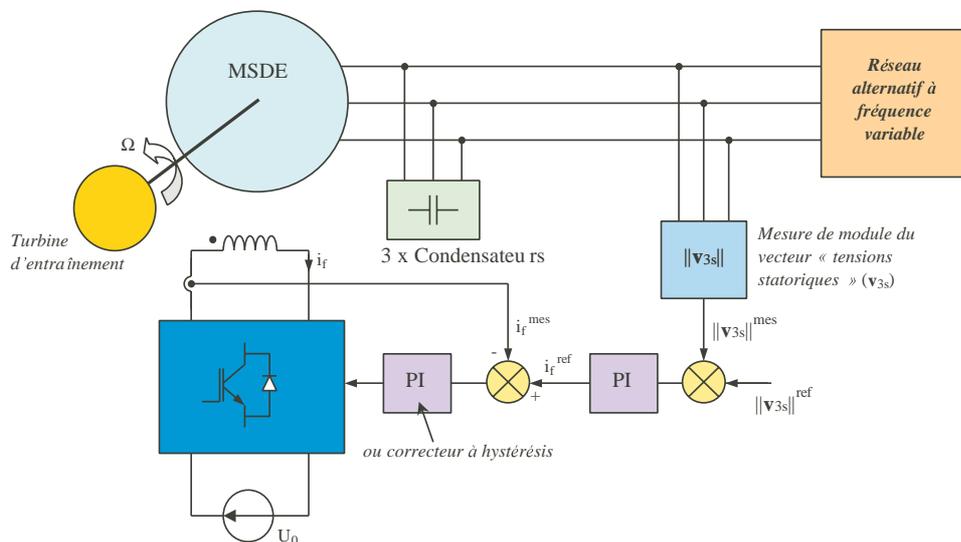


FIG. 10.1 – Générateur à fréquence variable basé sur la MSDE

Ici, le contrôle se limite à une régulation (interne) du courant d'excitation pilotée par une régulation externe des tensions statoriques de la machine. Il s'agit bien évidemment d'une commande scalaire comme en témoigne le schéma de la figure 10.1.

#### 10.1.2 Régulation du courant d'excitation

La solution retenue pour la régulation du courant d'excitation a été celle d'un régulateur linéaire couplé à une commande MLI du hacheur d'alimentation. Il faut noter que l'utilisation d'une commande

par hystérésis est également possible. Une telle commande assure un contrôle du flux inducteur dans la machine  $\Psi_{tot}$  que l'on peut décomposer en deux termes

- la contribution des aimants  $\Psi_a$ , non réglable
- la contribution de l'enroulement de double excitation  $\Psi_{exc} = M.i_{exc}$

La régulation du courant d'excitation s'appuie sur le SDC de la MSDE établie dans la partie Modélisation. Celui-ci est rappelé à la figure 10.2 en même temps que la commande correspondante.

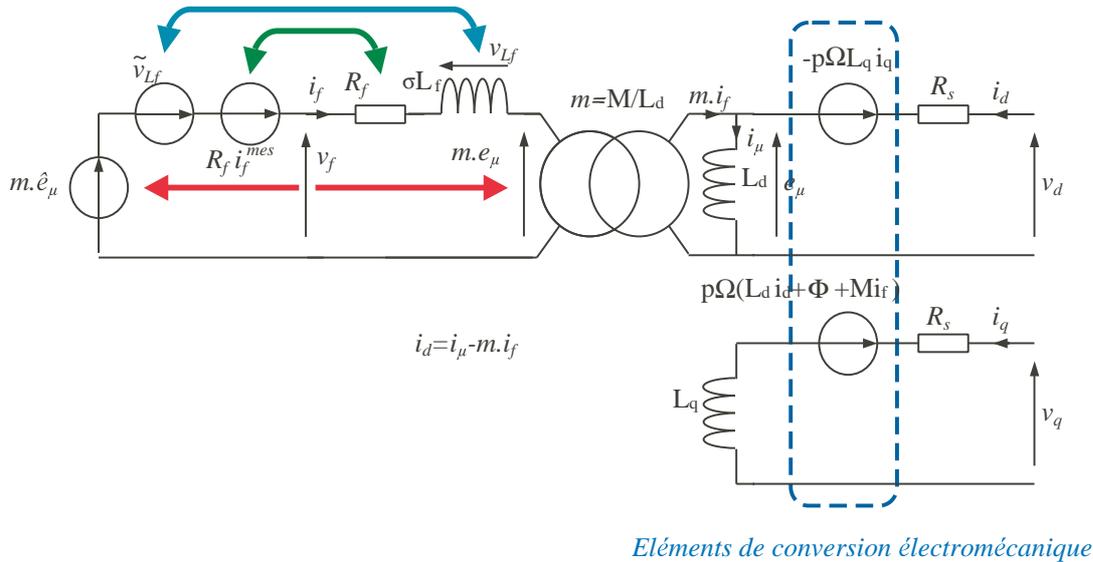


FIG. 10.2 – Commande du courant d'excitation de la MSDE

### 10.1.3 Régulation de l'amplitude des tensions statoriques

Nous souhaitons obtenir des tensions à amplitude fixe quelle que soit la vitesse de rotation de la machine. Or, l'amplitude  $E_0$  de ces tensions (f.e.m. à vide) est proportionnelle à la vitesse :

$$E_0 = p.\Psi_{tot}.\Omega = p.(\Psi_a + M.i_{exc}).\Omega \quad (10.1)$$

À vide, le courant d'excitation à appliquer est donc de la forme

$$i_{exc} = \frac{1}{M} \left( \frac{E_0^{ref}}{p.\Omega} - \Psi_a \right) \quad (10.2)$$

où  $E_0^{ref}$  est la tension à vide souhaitée. Bien évidemment, la tension peut varier en fonction de la charge et le correcteur utilisé pour la régulation de l'amplitude des tensions va permettre de s'affranchir de ces perturbations. Une courbe à vide (idéalisée) du courant d'excitation est proposée à la figure 10.3.

La commande ne reposant que sur le pilotage du courant d'excitation, nous avons une commande scalaire qui ne peut plus réellement s'appuyer sur le SDC de la machine pour élaborer une inversion de modèle. Toutefois, d'une certaine manière, la relation (10.2) réalise cette fonction vis à vis du fonctionnement à vide. La commande peut donc être élaborée au travers d'une structure de la forme de celle de la figure 10.4.

### 10.1.4 Résultats expérimentaux

Nous avons effectué un essai à vitesse variable de 1000 à 1500tr/min. On peut visualiser une tension simple et la vitesse durant cet essai sur la figure 10.5.

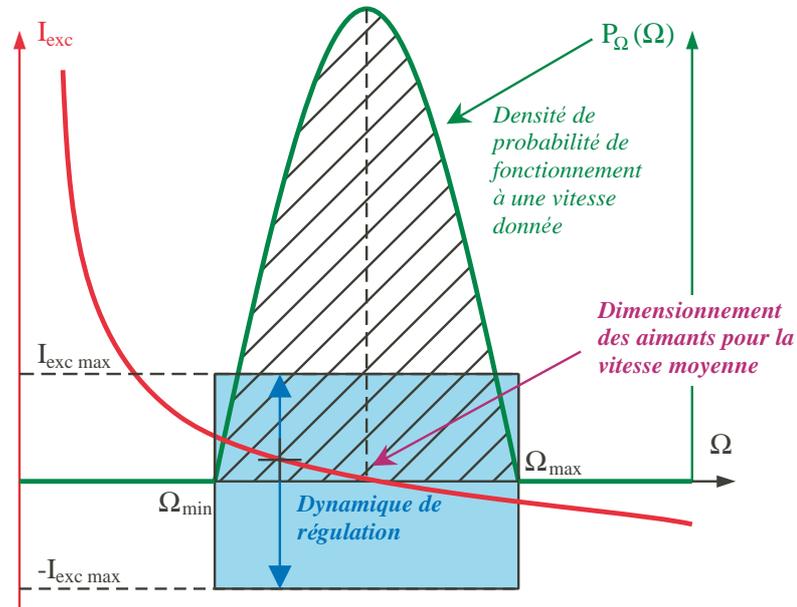


FIG. 10.3 – MSDE en générateur à fréquence variable (et amplitude fixe)

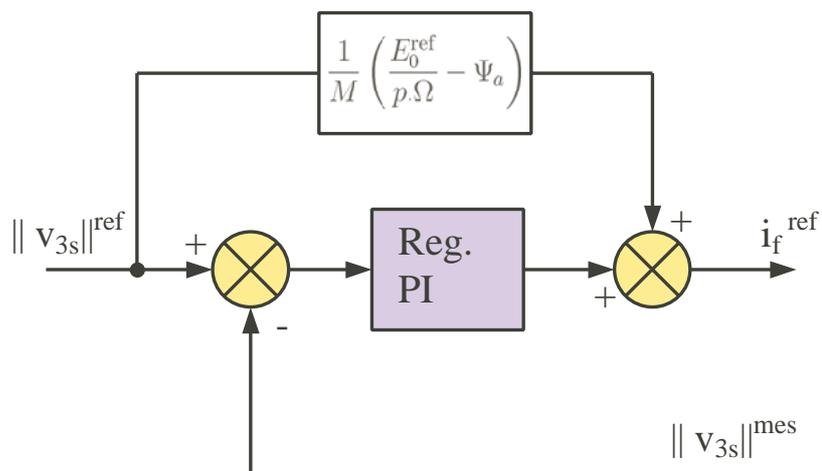


FIG. 10.4 – Régulation des tensions statoriques de la MSDE en fonctionnement à fréquence variable

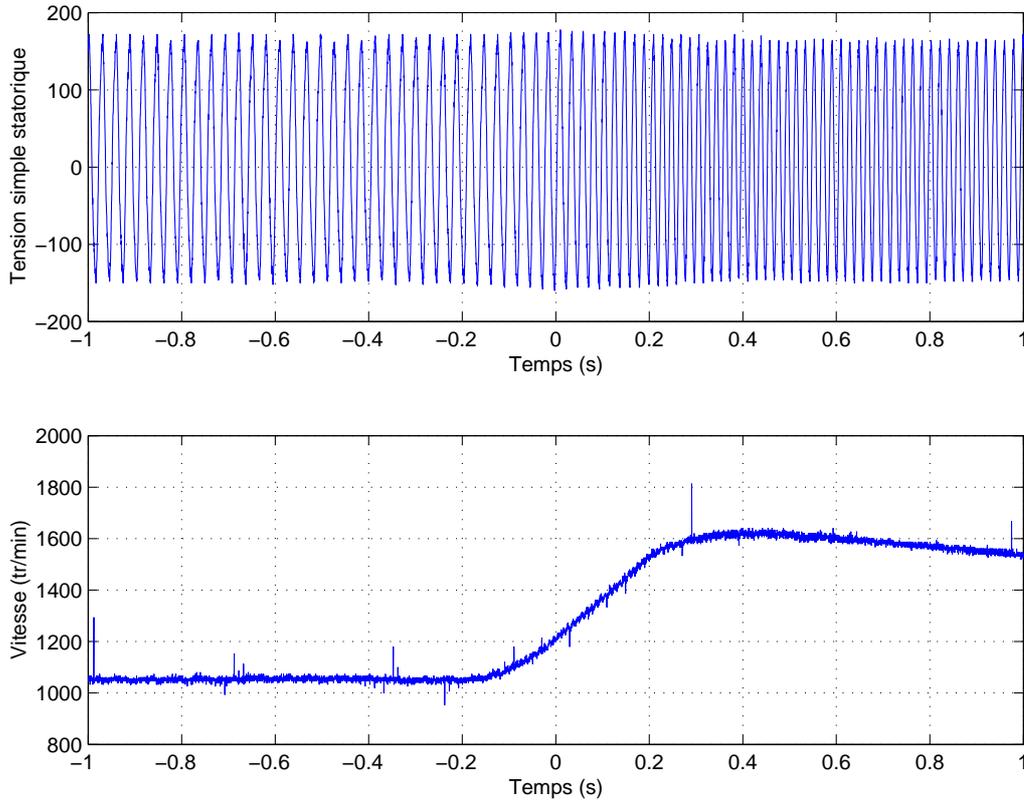


FIG. 10.5 – Génération à fréquence variable

## 10.2 Commande de la MSDE en génératrice à courant continu

### 10.2.1 MSDE sur redresseur à diodes

#### 10.2.1.1 Structure du système et de sa commande

On rappelle ici la structure de la génératrice à courant continu constituée de la MSDE et d'un redresseur à diode à la figure 10.6. Dans cette structure, la seule commande disponible est la tension d'alimentation  $v_f$  du bobinage d'excitation. Il s'agit donc comme pour la MSDE en génératrice à fréquence variable d'une commande scalaire.

Commençons par présenter le principe de la commande proposée. Il s'agit dans un premier temps de contrôler le courant dans l'enroulement d'excitation. Une fois ce courant contrôlé, le flux d'excitation, constitué de celui des aimants (fixe) et celui de l'excitation bobiné, est parfaitement contrôlé. De ce fait, nous pilotons par ce biais les f.e.m. à vide des enroulements statoriques. Or, ces f.e.m. deviennent alors les grandeurs de commande permettant le contrôle des variables d'état suivantes dans la chaîne, à savoir les courants statoriques de la machine (bien que ceci ne soit pas totalement cohérent avec le modèle de Park de la MSDE établi au chapitre 6). Finalement, une fois les courants statoriques contrôlés, nous disposons d'une source triphasée de courants attaquant le redresseur à diodes. Le système se comporte alors comme les éléments du modèle déjà établi. En effet, la tension redressée  $v_{red}$  est pilotée directement par le courant redressé :

$$i_{red} = \frac{v_{red}}{R_{ch}} + C \frac{dv_{red}}{dt}$$

avec un courant redressé  $i_{red}$ , lui-même fonction des courants statoriques de la MSDE :

$$i_{red} = -(\mathbf{f}_3)^t \cdot G \cdot (\mathbf{i}_{3s})$$

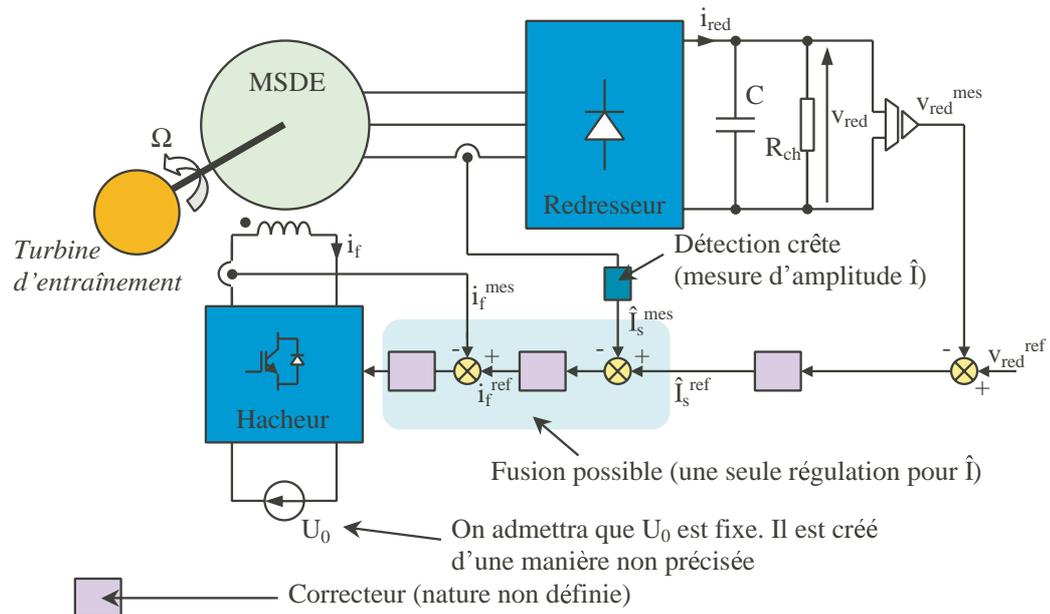


FIG. 10.6 – Schéma de principe de la commande d'un générateur à courant continu avec MSDE et redresseur à diode

Paramètres	Valeurs	Unités
Résistance statorique $R_s$	1	$\Omega$
Résistance de l'excitation $R_r$	1	$\Omega$
Inductance statorique $\mathcal{L}_d$ (d'axe $d$ )	30	mH
Inductance statorique $\mathcal{L}_q$ (d'axe $q$ )	30	mH
Inductance d'excitation $\mathcal{L}_f$	50	mH
Mutuelle induit/inducteur $\mathcal{M}$	38	mH
Rapport de transformation $m = \mathcal{M}/\mathcal{L}_d$	0.76	-
Coefficient de dispersion $\sigma = 1 - \frac{\mathcal{M}^2}{\mathcal{L}_d \mathcal{L}_f}$	0.0373	-
Flux d'aimant de Concordia $\Phi$	0.18	Wb

TAB. 10.1 – Paramètres de la MSDE de 3kW du banc d'expérimentation

Le signe - étant dû à la convention moteur utilisée pour la modélisation de la MSDE au chapitre 6.

Sur la figure 10.6, il est indiqué que les boucles internes de régulation du courant d'inducteur et du courant d'induit peuvent être fusionnées pour ne garder qu'une boucle de régulation du courant d'induit (ou plutôt de l'amplitude du courant d'induit). Ceci est en effet possible car les dynamiques des deux boucles sont pratiquement identiques et que la protection de l'inducteur est assurée si celle de l'induit l'est. Il n'est donc pas utile de placer deux boucles lorsqu'une seule suffit, d'autant plus que l'imbrication de boucles a tendance à ralentir le système par rapport à ces capacités réelles.

### 10.2.1.2 Simulations

Pour les simulations, nous utiliserons les paramètres de la machine de 3 kW disponible au laboratoire et qui sont regroupés dans le tableau ci-dessous.

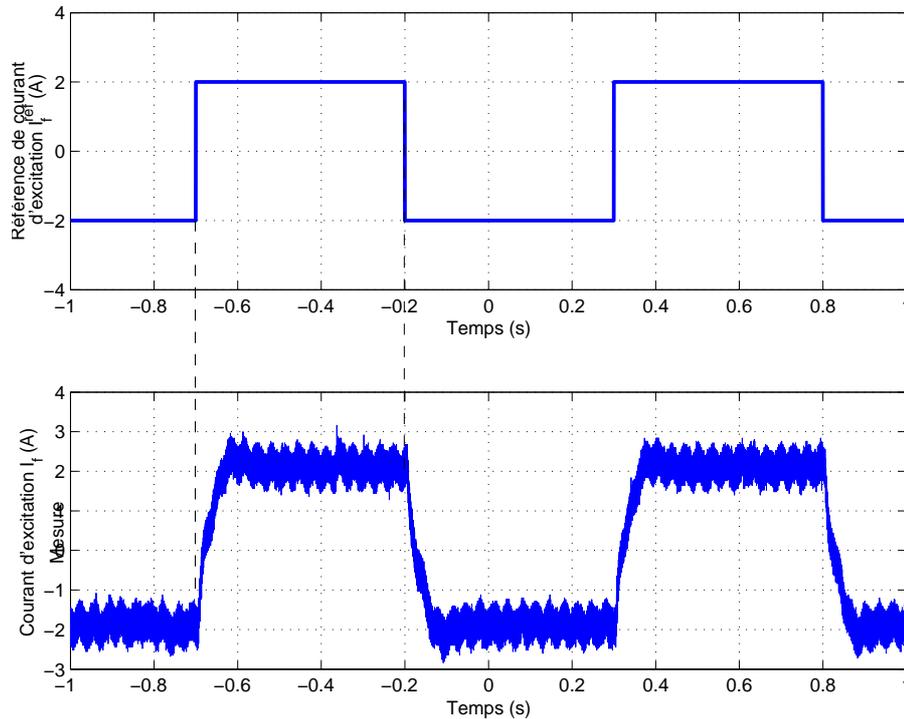


FIG. 10.7 – Régulation du courant d'excitation

### 10.2.1.3 Résultats expérimentaux

La MSDE est entraînée par une machine synchrone autopilotée pour laquelle les courants sont contrôlés par une simple commande par hystérésis. Le premier point validé dans la commande est la régulation du courant d'excitation de la MSDE. Celle-ci est obtenue par une fourchette de courant assurant une régulation particulièrement robuste et à dynamique rapide (Fig. 10.7). On notera que cette excitation est réalisée par un hacheur (4 quadrants bien que cela ne soit pas fondamentalement nécessaire) alimenté par un bus continu de tension d'environ 40V.

On constate ici que le suivi de consigne est obtenu avec un temps de réponse d'environ 100ms. Ensuite, nous utilisons ce courant d'excitation pour piloter les courants statoriques de la machine (enroulements connectés à un redresseur à diodes avec charge RC parallèle) puis la tension de sortie du redresseur. Les formes d'ondes des courants statoriques et de la tension de sortie du redresseur sont données respectivement aux figures 10.8 et 10.9.

La figure 10.8 ne montre pas uniquement les courants statoriques mais également les tensions aux bornes de la machine. On constate par ces formes d'onde que la MSDE utilisée ici n'est pas une machine à f.m.m. sinusoïdale, ce qui l'éloigne du modèle employé pour les simulations et pour la synthèse de la commande. On a pu néanmoins constater que la synthèse de la commande sur la base d'hypothèses d'une machine "sinusoïdale" conduit à un contrôle satisfaisant de la machine. On ajoutera par ailleurs que la prise en compte de son comportement non-sinusoïdal ne permettra pas nécessairement d'aboutir à une commande plus performante car on ne dispose ici que d'un degré de liberté qui est le courant d'excitation de la machine. Il est probable que la situation soit différente avec l'étude sur redresseur MLI qui fait l'objet du paragraphe suivant. Néanmoins, l'analyse proposée s'appuie toujours sur un modèle sinusoïdal de la machine.

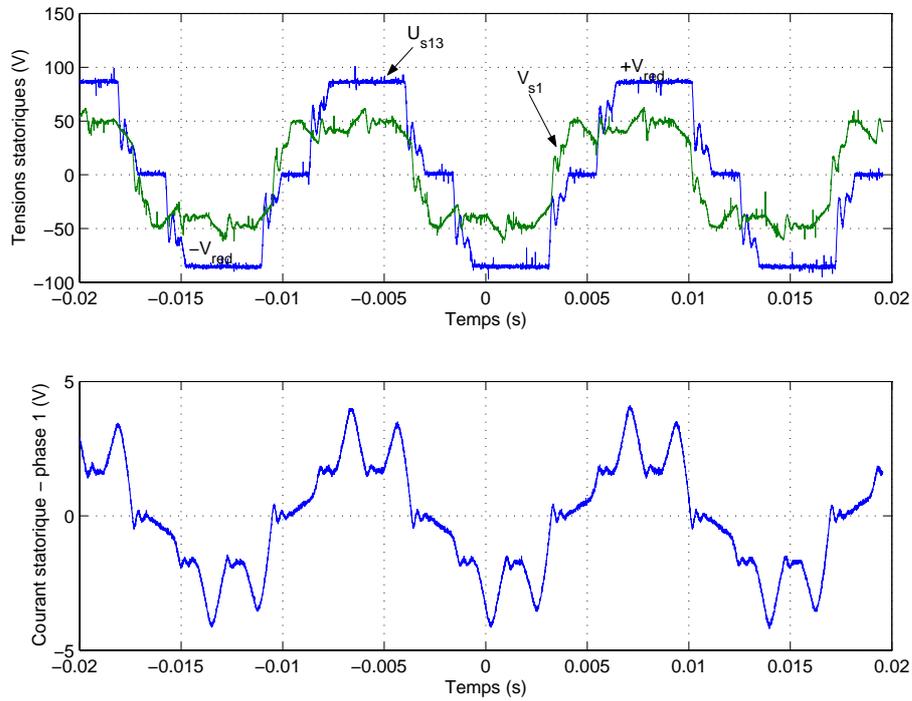


FIG. 10.8 – Formes d’ondes statoriques de la MSDE

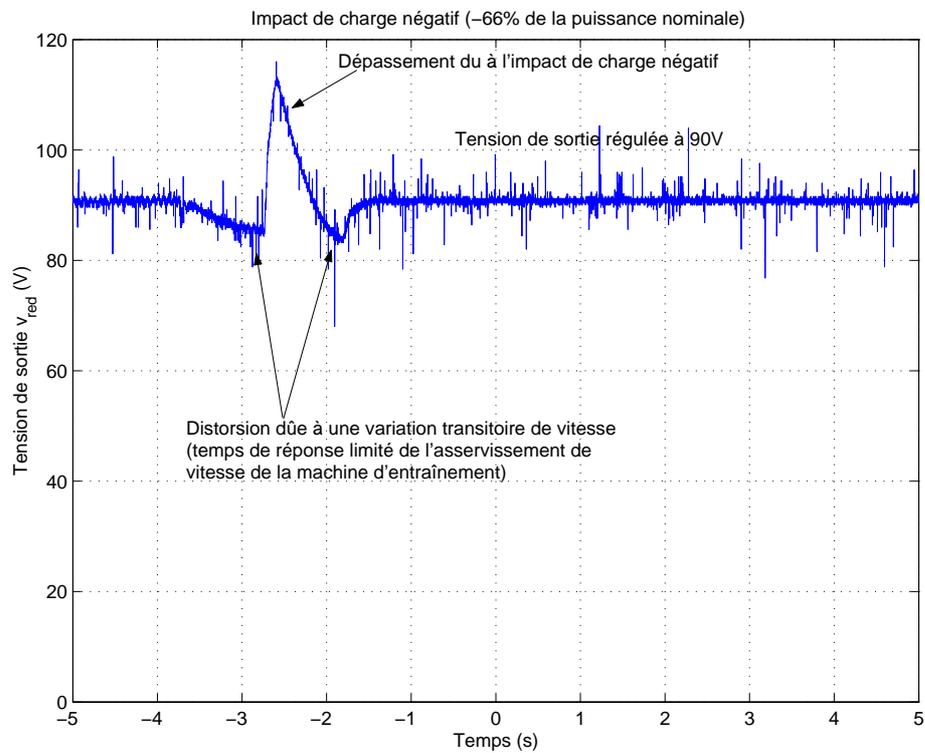


FIG. 10.9 – Régulation de la tension de sortie de redresseur

## 10.2.2 MSDE sur redresseur MLI

### 10.2.2.1 Structure du système et de sa commande

La génératrice à courant continu constituée de la MSDE et d'un redresseur à IGBT est présentée à la figure 10.10. Ici, il existe plusieurs commande : toujours la commande de la tension d'alimentation  $v_f$  du bobinage d'excitation mais aussi les commandes des transistors du redresseur. Nous allons donc pouvoir élaborer une commande vectorielle de notre système. On peut mettre intuitivement que le nombre de degrés de liberté apporté va nous permettre d'atteindre d'autres objectifs que la seule régulation de la tension redressée  $v_{red}$ .

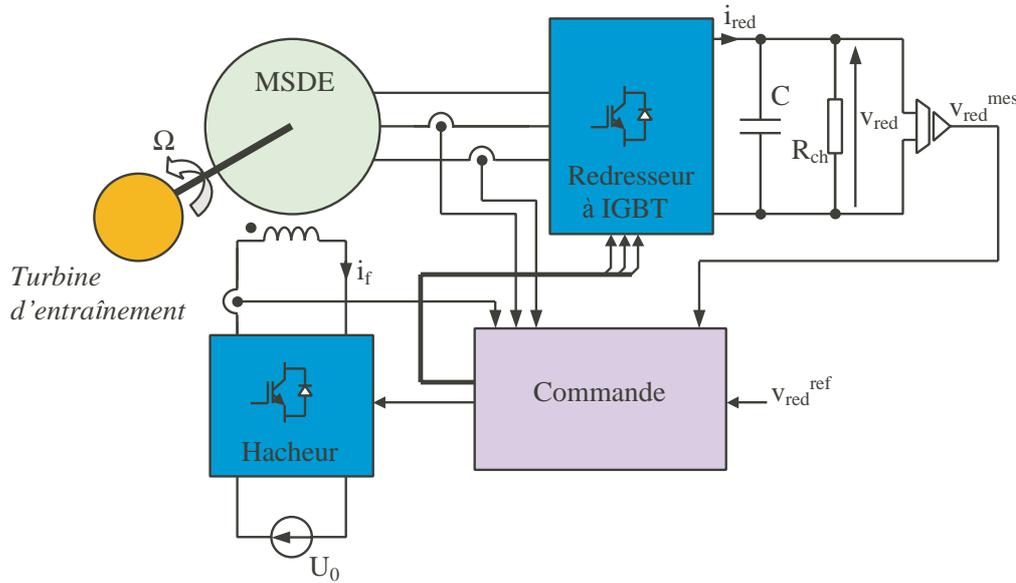


FIG. 10.10 – Schéma de principe de la commande d'un générateur à courant continu avec MSDE et redresseur commandé (à IGBT)

La description de ce schéma de principe est rapide dans la mesure où elle ne montre que les commandes disponibles (hacheur et redresseur) et les mesures disponibles (courants d'induit, d'inducteur et tension redressée). Il ne faut pas oublier que la position et la vitesse de la MSDE sont également mesurées bien que cela ne soit pas indiqué explicitement.

Le travail de commande va donc consister à déterminer la constitution du bloc de commande. Pour cela, nous pouvons nous appuyer sur la représentation phasorielle de la MSDE établie au chapitre 6. Cette représentation nous a permis de mettre en évidence les variables d'état de notre machine :

- Courant magnétisant sur l'axe  $d$  :  $i_\mu = i_d + m i_f$
- Courant d'induit d'axe  $q$  :  $i_q$
- Courant d'inducteur :  $i_f$

Sur cette base, il est possible de proposer une commande à 3 boucles de régulation permettant le contrôle de ces 3 variables d'état distinctes. On notera ici que ces variables sont relativement indépendantes et que les boucles obtenues seront réalisées en parallèle et non imbriquées comme cela était le cas pour la MADA par exemple.

Bien évidemment, il ne faut pas oublier l'objectif final qui est la régulation de la tension redressée  $v_{red}$ . Ceci fera alors l'objet d'une boucle externe. Or, cet unique objectif ne peut pas nous contraindre à choisir un triplet  $\{i_\mu, i_q, i_f\}$  unique. Les degrés de liberté excédentaires nous permettront alors d'assurer l'optimisation d'un critère : la *minimisation des pertes Joule* dans la MSDE.

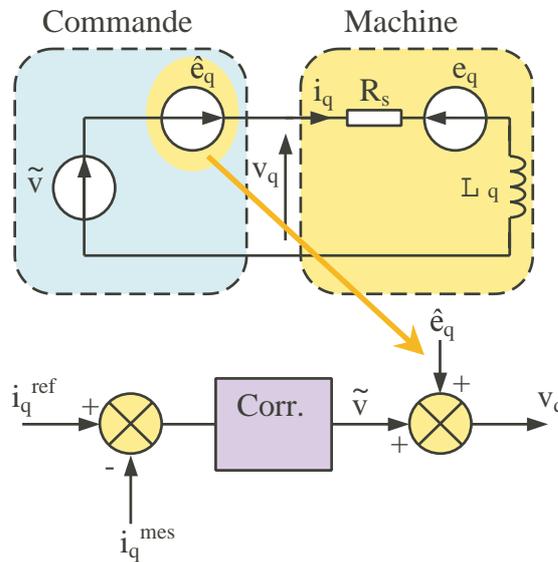
## 10.2.2.2 Détermination des éléments de la commande

Commençons par l'élaboration des boucles de régulation sur les 3 courants  $i_\mu$ ,  $i_q$  et  $i_f$ . On notera tout d'abord que les courants mesurés sont  $i_d^{mes}$ ,  $i_q^{mes}$  et  $i_f^{mes}$ . La régulation la plus simple est celle de  $i_q$  dans la mesure où l'enroulement d'axe  $q$  sur le SDC de la MSDE est le plus isolé avec uniquement une f.e.m. de couplage  $e_q$  définie comme suit

$$e_q = p\Omega. (\mathcal{L}_d.i_d + \Phi + \mathcal{M}.i_f) \quad (10.3)$$

qu'il est facile de compenser comme le montre le schéma de la figure 10.11, avec

$$\hat{e}_q = p\Omega^{mes}. (\hat{\mathcal{L}}_d.i_d^{mes} + \hat{\Phi} + \hat{\mathcal{M}}.i_f^{mes}) \quad (10.4)$$

FIG. 10.11 – Commande de  $i_q$ 

On constate sur cette commande que seul  $e_q$  est compensé. En effet, il n'est pas utile ni même souhaitable de compenser la chute de tension aux bornes de la résistance  $R_s$  dans la mesure où le correcteur implanté est un correcteur PI qui prendra en charge les éventuelles erreurs de compensation. Le calcul de ce correcteur de fonction de transfert

$$C_q(s) = K_q \cdot \frac{1 + T_q \cdot s}{T_q \cdot s} \quad (10.5)$$

est alors très simple car on procède à une compensation de pôle en posant

$$T_q = \frac{\mathcal{L}_q}{R_s} \quad (10.6)$$

et le gain  $K_q$  assure ensuite un réglage de la rapidité de la boucle, qui si les compensations sont bien réalisées, se comporte comme un système du 1<sup>er</sup> ordre dont la constante de temps est ajustée par le gain du correcteur.

Ensuite, la régulation de  $i_f$  est également simple car il existe aussi une seule f.e.m.  $m.e_\mu$  à compenser. Or, cette f.e.m. a pour expression

$$m.e_\mu = v_d - R_s.i_d - e_d = v_d - R_s.i_d + p\Omega\mathcal{L}_q.i_q \quad (10.7)$$

La compensation s'écrira donc

$$\widehat{m}.\widehat{e}_\mu = \widehat{v}_d - \widehat{R}_s.i_d^{mes} + p\Omega^{mes}\widehat{\mathcal{L}}_q.i_q^{mes}$$

La particularité de cette compensation vient de la présence de la tension  $v_d$  à compenser par un terme  $\widehat{v}_d$ . Or, ce terme peut être calculé en fonction de la tension  $v_{red}$  mesurée ( $v_{red}^{mes}$ ) et du vecteur courant des fonctions de connexion ( $\mathbf{f}_3$ ) car

$$v_d = \begin{pmatrix} 1 & 0 \end{pmatrix} . P(-p\theta) . T_{32}^t . (\mathbf{v}_{3s}) \quad (10.8)$$

avec

$$(\mathbf{v}_{3s}) = v_{red} . \underbrace{T_{32} . T_{32}^t}_G . (\mathbf{f}_3) \quad (10.9)$$

d'où

$$\widehat{v}_d = v_{red}^{mes} . \begin{pmatrix} 1 & 0 \end{pmatrix} . P(-p\theta^{mes}) . T_{32}^t . (\mathbf{f}_3) \quad (10.10)$$

Il s'agit donc d'une compensation plus complexe mais la régulation est alors identique à celle du courant  $i_q$ , avec un correcteur PI réglé suivant la même méthode. La structure de commande est donc la même que celle de la figure 10.11.

Pour finir, nous arrivons à la régulation de  $i_\mu$ . Il s'agit d'un cas particulier dans la mesure où il s'agit du seul courant qui ne peut pas être mesuré directement<sup>1</sup>. En effet, nous n'avons accès à ce courant que par la relation

$$i_\mu = i_d + m.i_f \quad (10.11)$$

et donc sa régulation passe par son estimation

$$\widehat{i}_\mu = i_d^{mes} + \widehat{m}.i_f^{mes} \quad (10.12)$$

Ensuite, la commande proprement dite est assurée par le pilotage de la tension  $e_\mu$  aux bornes de l'inductance  $\mathcal{L}_d$ . On procède donc à une compensation sur la tension  $v_d$  à appliquée sur l'induit :

$$v_d = R_s.i_d + e_d + e_\mu = R_s.i_d + p\Omega.\mathcal{L}_q.i_q + e_\mu \quad (10.13)$$

La compensation exacte n'est bien évidemment pas possible et nous générons plutôt une tension

$$v_d = \widehat{R}_s.i_d^{mes} + p\Omega^{mes}.\widehat{\mathcal{L}}_q.i_q^{mes} + \widetilde{e}$$

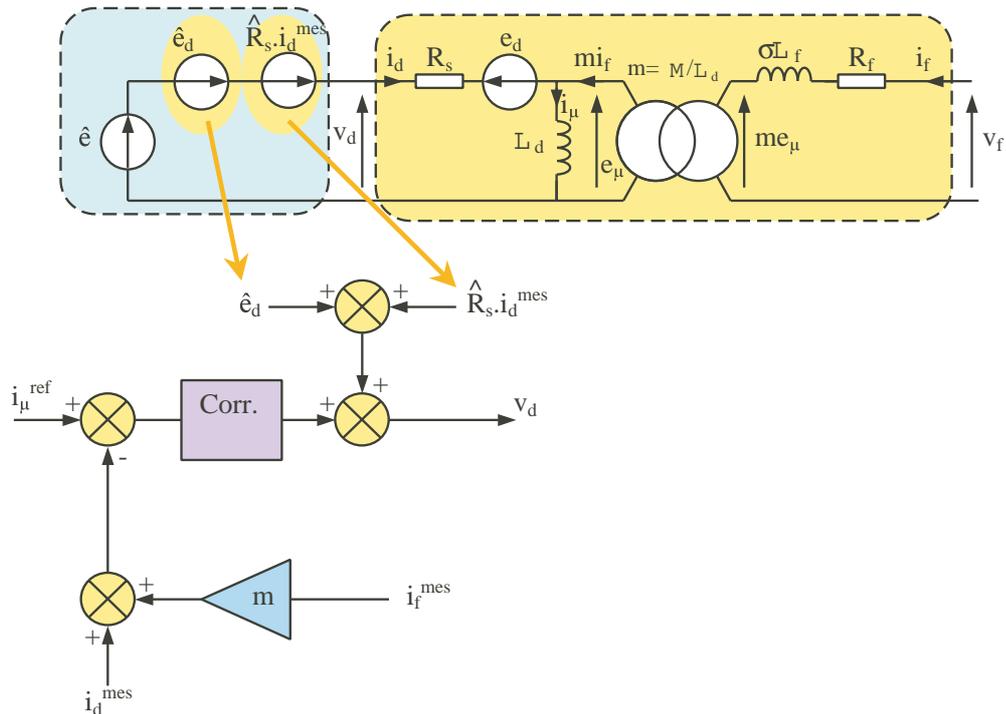
où la tension  $\widetilde{e}$  est calculée par un correcteur (correcteur PI comme les deux premiers), comme en témoigne le schéma de la figure 10.12.

Nous arrivons donc à une structure de commande dans laquelle nous disposons de 3 consignes de courants ( $i_\mu^{ref}$ ,  $i_q^{ref}$ ,  $i_f^{ref}$ ) pour piloter la tension redressée  $v_{red}$ . Ces degrés de libertés compliquent paradoxalement notre problème car il n'existe pas de solution unique. Nous allons devoir effectuer un choix pour décider quelles consignes appliquer pour arriver à l'objectif : ceci sera traité dans le paragraphe suivant, consacré à la commande optimale dans lequel nous nous donnerons un critère de pertes Joule à minimiser dans la machine.

Avant cela, il est nécessaire de revenir sur l'aspect physique du problème pour comprendre le fonctionnement de notre système et ainsi mettre en évidence les véritables moyens de contrôle. En effet, il ne faut pas oublier les fonctions des 3 courants dont nous venons de réaliser les régulations :

- le courant  $i_\mu$  (combinaison linéaire des courants  $i_d$  et  $i_f$ )
- le courant  $i_f$
- le courant  $i_q$

<sup>1</sup>si on considère que les composantes de Park du courant d'induit peuvent l'être !

FIG. 10.12 – Commande de  $i_\mu$ 

En fait, dans notre modélisation, le courant  $i_f$  est une variable d'état à cause de la présence d'une inductance  $\sigma\mathcal{L}_f$  dans le circuit d'inducteur. Or, le coefficient  $\sigma$ , comme pour la machine synchrone, est représentatif des fuites magnétiques. Le courant  $i_f$  n'est donc pas une variable importante (dans le modèle que nous avons choisi!) dans le contrôle de notre système. La véritable variable d'intérêt est le courant magnétisant  $i_\mu$  qui représente l'excitation réglable de notre machine (il ne faut pas oublier les aimants). Ce courant traduit le réglage des f.e.m. à vide de la machine pour une vitesse donnée. Enfin, le courant  $i_q$  est, dans toutes les machines synchrones (à pôles lisses ou saillants), porteuse d'énergie active. Il s'agit donc de la variable agissant sur la puissance fournie à la charge du côté continu de notre redresseur et donc la variable qui va nous permettre de maintenir la tension continue  $v_{red}$  à une valeur constante<sup>2</sup>. Qualitativement, on peut poser les propositions suivantes :

- lorsque la puissance fournie est inférieure à la puissance consommée, la tension  $v_{red}$  diminue
- lorsque la puissance fournie est supérieure à la puissance consommée, la tension  $v_{red}$  augmente
- lorsque la puissance fournie est égale à la puissance consommée, la tension  $v_{red}$  rest constante

Quant au courant magnétisant  $i_\mu$ , sa fonction est d'assurer un bon fonctionnement du redresseur MLI. Ce type de convertisseur, utilisé en absorption sinusoïdale lors d'un fonctionnement en régime permanent sinusoïdal (comme cela est le cas pour le réseau EDF), est une structure élévatrice au même titre que le hacheur survolteur (ou Boost) utilisé également dans les redresseurs à absorption sinusoïdale non réversibles. Or, pour que le bon fonctionnement de la structure soit assuré, il faut qu'à chaque instant, la tension du bus continu soit plus élevée que celle du réseau. Donc, on peut en déduire qualitativement que le courant  $i_\mu$  devra être adapté en fonction de la vitesse de la machine pour maintenir le redresseur MLI à un point de fonctionnement correct.

**Remarque 10.1** Concernant le courant d'excitation  $i_f$ , il a été noté plus haut que dans notre modèle, il ne s'agissait pas d'une variable d'état importante mais plutôt d'une variable parasite liée aux fuites

<sup>2</sup>Ce raisonnement n'est rigoureusement valable que pour les machines à pôles lisses (ce qui est le cas pour la machine utilisée en expérimentation).

magnétiques. Il faut bien noter que le choix qui a été fait pour la modélisation a été de totaliser les fuites magnétiques du côté de l'inducteur. Nous avons alors obtenu une inductance magnétisante  $\mathcal{L}_d$  traversée par un courant  $i_\mu$  dont l'expression

$$i_\mu = i_d + m.i_f \quad (10.14)$$

met en évidence une contribution de  $i_f$  dans l'excitation de la machine. Bien que  $i_f$  ne soit pas une variable d'état importante, sa contribution dans l'excitation est bien traduite par (10.14). On peut même dire que suivant la valeur de  $m$ , son impact peut être dominant (et c'est bien le cas dans la pratique) par rapport à celui de  $i_d$ .

Pour les calculs d'optimisation et les simulations, les paramètres utilisés seront ceux de la machine de 3kW du banc d'essai et qui ont été rassemblés dans le tableau 10.1 au début du paragraphe 10.2.1.2.

### 10.2.2.3 Commande optimale

Une fois les 3 variables d'état  $i_\mu$ ,  $i_f$  et  $i_q$  contrôlées par 3 boucles dédiées, il est nécessaire de produire les consignes appropriées pour ces régulations. Ces consignes doivent assurer le bon fonctionnement de notre générateur à courant continu en maintenant la tension de sortie égale à une référence donnée mais également assurer un rendement optimal du générateur en minimisant les pertes Joule dans la machine. Pour cela, nous allons nous imposer un critère  $J_L$  à optimiser, à savoir :

$$J_L(i_d, i_q, i_f) = \frac{1}{2}R_s(i_d^2 + i_q^2) + \frac{1}{2}R_f.i_f^2 \quad (10.15)$$

Pour ce problème, deux contraintes doivent être prises en compte. La MSDE doit fournir la puissance (*i.e.* le couple  $c_e(i_d, i_q, i_f) = C_e^{\text{ref}}$  pour une vitesse  $\Omega$  donnée) requise par la charge électrique. Cette première contrainte s'écrit donc

$$c_e(i_d, i_q, i_f) = p.(\Phi + \mathcal{M}.i_f + \Delta\mathcal{L}_{dq}.i_d).i_q = C_e^{\text{ref}} \quad (10.16)$$

Ensuite, la seconde contrainte concerne le fonctionnement élévateur du redresseur MLI. Pour un tel mode de fonctionnement, les f.c.e.m. de la MSDE doivent être inférieures à la tension continue  $v_{red}$ . Ainsi, si cette tension est régulée et égale à sa référence notée  $v_{red}^{\text{ref}}$ , il est nécessaire de vérifier la contrainte "inégalité" suivante :

$$E_s = \|e_s\| = \sqrt{e_d^2 + e_q^2} \leq E_s^{\text{max}} = f(v_{red}^{\text{ref}}) \quad (10.17)$$

Mais, dans le but de simplifier le problème (et l'implémentation du contrôleur correspondant), l'inégalité triangulaire est utilisée :

$$E_s \leq |e_d| + |e_q| = e_0 = E_s^{\text{max}} \quad (10.18)$$

parce que, en mode générateur ( $i_q < 0$ ),

$$\begin{cases} |e_d| = e_d = -p.\Omega.\mathcal{L}_q.i_q \\ |e_q| = e_q = p.(\Phi + \mathcal{M}.i_f + \mathcal{L}_d.i_d).\Omega \end{cases} \quad (10.19)$$

Et on préférera utiliser une containte "égalité", avec une f.c.e.m.  $E_s^{\text{ref}} = E_s^{\text{max}}$  spécifiée qui est ensuite utilisée dans le contrôleur pour calculer le flux  $\psi_0$  comme une fonction de la vitesse mécanique :

$$e_0(i_d, i_q, i_f) = p.\underbrace{(\Phi + \mathcal{M}.i_f + \mathcal{L}_d.i_d - \mathcal{L}_q.i_q)}_{\psi_0}.\Omega = E_s^{\text{ref}} \quad (10.20)$$

Maintenant, il est possible de proposer un nouveau critère  $\tilde{J}$  incluant les deux contraintes avec deux multiplicateurs de Lagrange nommés  $\lambda_1$  et  $\lambda_2$ .

$$\begin{aligned} \tilde{J}(i_d, i_q, i_f, \lambda_1, \lambda_2) = & \frac{1}{2}R_s (i_d^2 + i_q^2) + \frac{1}{2}R_f \cdot i_f^2 \\ & + \lambda_1 \cdot (c_e(i_d, i_q, i_f) - C_e^{\text{ref}}) \\ & + \lambda_2 \cdot (e_0(i_d, i_q, i_f) - E_s^{\text{ref}}) \end{aligned} \quad (10.21)$$

et la minimisation de ce critère se traduit par la résolution du système d'équations suivant

$$\begin{cases} \frac{\partial \tilde{J}}{\partial i_d} = R_s \cdot i_d + \lambda_1 \cdot p \cdot \Delta \mathcal{L}_{dq} \cdot i_q + \lambda_2 \cdot p \cdot \mathcal{L}_d \cdot \Omega = 0 \\ \frac{\partial \tilde{J}}{\partial i_q} = R_s \cdot i_q + \lambda_1 \cdot p \cdot (\Phi + \mathcal{M} \cdot i_f + \Delta \mathcal{L}_{dq} \cdot i_d) = 0 \\ \frac{\partial \tilde{J}}{\partial i_f} = R_f \cdot i_f + \lambda_1 \cdot p \cdot \mathcal{M} \cdot i_q + \lambda_2 \cdot p \cdot \mathcal{M} \cdot \Omega = 0 \\ \frac{\partial \tilde{J}}{\partial \lambda_1} = p \cdot (\Phi + \mathcal{M} \cdot i_f + \Delta \mathcal{L}_{dq} \cdot i_d) \cdot i_q - T_e^{\text{ref}} = 0 \\ \frac{\partial \tilde{J}}{\partial \lambda_2} = p \cdot (\Phi + \mathcal{M} \cdot i_f + \mathcal{L}_d \cdot i_d - \mathcal{L}_q \cdot i_q) \cdot \Omega - E_s^{\text{ref}} = 0 \end{cases} \quad (10.22)$$

Une solution quasi analytique peut être proposée seulement pour une machine à pôles lisses ( $\Delta \mathcal{L}_{dq} = 0$ ). A partir de (10.22e), il vient

$$\mathcal{L}_d \cdot i_d^{\text{opt}} = \mathcal{L}_q \cdot i_q^{\text{opt}} + \frac{E_s^{\text{ref}}}{p \cdot \Omega} - (\Phi + \mathcal{M} i_f^{\text{opt}}) \quad (10.23)$$

Ensuite, l'équation (10.22d) est utilisée pour déterminer une expression de  $i_q^{\text{opt}}$  :

$$i_q^{\text{opt}} = \frac{C_e^{\text{ref}}}{p (\Phi + \mathcal{M} i_f^{\text{opt}})} \quad (10.24)$$

Et  $i_q^{\text{opt}}$  est remplacé dans (10.23) par son expression. Ainsi, une expression de  $i_d^{\text{opt}}$  est obtenue (fonction non-linéaire de  $i_f^{\text{opt}}$ ,  $T_e^{\text{ref}}$ ,  $E_s^{\text{ref}}$  et  $\Omega$ ) :

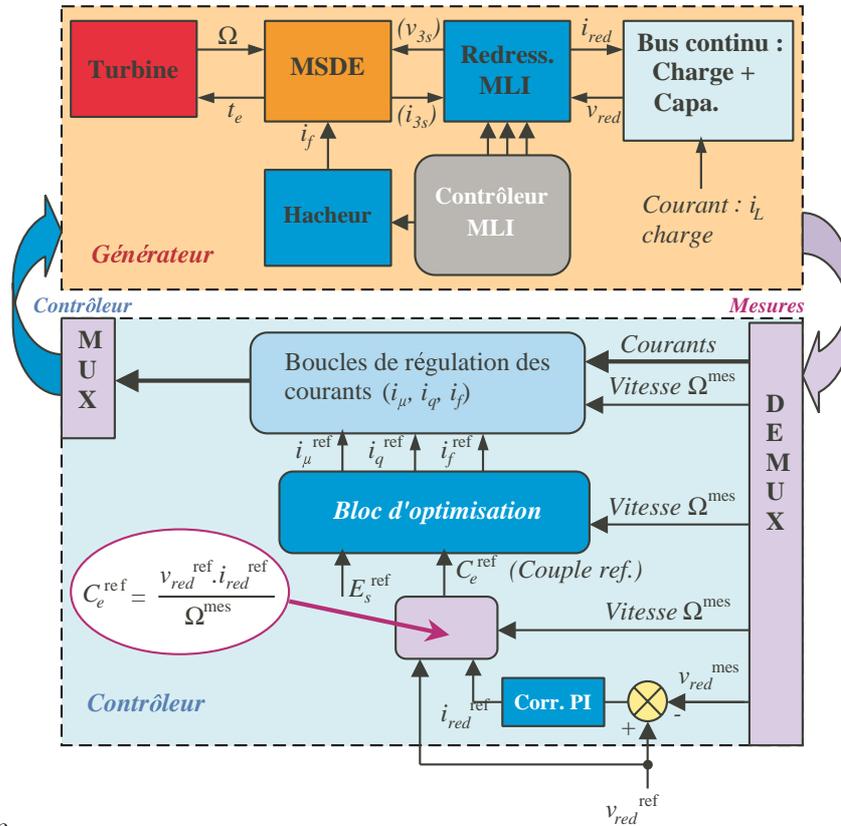
$$i_d^{\text{opt}} = \frac{1}{L_d} \left( \frac{C_e^{\text{ref}}}{p (\Phi + \mathcal{M} i_f^{\text{opt}})} + \frac{E_s^{\text{ref}}}{p \Omega} - (\Phi + \mathcal{M} i_f^{\text{opt}}) \right) \quad (10.25)$$

De ce fait,  $i_d^{\text{opt}}$  est une variable esclave du courant optimal d'excitation  $i_f^{\text{opt}}$ . Ensuite, les multiplicateurs de Lagrange  $\lambda_1$  et  $\lambda_2$  peuvent être calculés respectivement avec (10.22b) et (10.22a) et ensuite l'équation (10.22c) doit être résolue numériquement. Les références optimales  $i_d^{\text{opt}}$ ,  $i_q^{\text{opt}}$  et  $i_f^{\text{opt}}$  dépendent de  $C_e^{\text{ref}}$ ,  $E_s^{\text{ref}}$  et  $\Omega$ . Puisque  $E_s^{\text{ref}}$  est une constante connue dans le contrôleur, les 3 références peuvent être stockées dans 3 tables 2D de correspondance en fonction de la paire  $(C_e^{\text{ref}}, \Omega)$ . Ainsi, un *bloc d'optimisation* a été obtenu : Il calcule les référence optimales qu'il fournit ensuite aux boucles internes de courants. Cela conduit à la structure globale présentée à la figure 10.13, et la référence globale  $C_e^{\text{ref}}$  est finalement calculée par le régulateur PI externe de la tension de sortie  $v_{red}$ .

#### 10.2.2.4 Simulations

Tous les paramètres (MSDE, charge, convertisseurs) utilisés en simulation sont regroupés dans la table 10.2.

Tout d'abord, les boucles de courants internes (excitation  $i_f$ ,  $i_d$  et  $i_q$ ) sont validés. Les réponses indicielles de  $i_f$ ,  $i_d$  et  $i_q$  sont respectivement illustrées dans les figures 10.14a, 10.14b et 10.14c. Il faut noter que  $i_q^{\text{ref}}$  est négative parce que la MSDE fonctionne en génératrice.



widthwidth

FIG. 10.13 – Structure globale de commande du générateur à courant continu basé sur la MSDE et un redresseur commandé (MLI)

Paramètres	Valeurs	Unités
Nombre de paires de pôles $p$	2	–
Puissance nominale $P_N$	2	kW
Vitesse nominale $N_N$	4000	tr/min
Résistance statorique $R_s$	1	$\Omega$
Résistance d'excitation $R_f$	1	$\Omega$
Inductance d'axe $d$ : $\mathcal{L}_d$	30	mH
Inductance d'axe $q$ : $\mathcal{L}_q$	30	mH
Inductance d'excitation $\mathcal{L}_f$	50	mH
Inductance mutuelle Stator/Excitation $\mathcal{M}$	38	mH
Flux d'aimant (stator) $\Phi$	0.18	Wb
Rapport de transformation Stator/Excitation $m$	1.267	–
Coefficient de dispersion (Axe d stator/Excitation) $\sigma$	0.0373	–
Référence de tension continue	270	V
Charge résistive	100	$\Omega$
Capacité de bus continu	2200	$\mu\text{F}$
Fréquence de commande MLI du redresseur	10	kHz
Fréquence de MLI du hacheur d'excitation	10	kHz

TAB. 10.2 – Paramètres de la MSDE

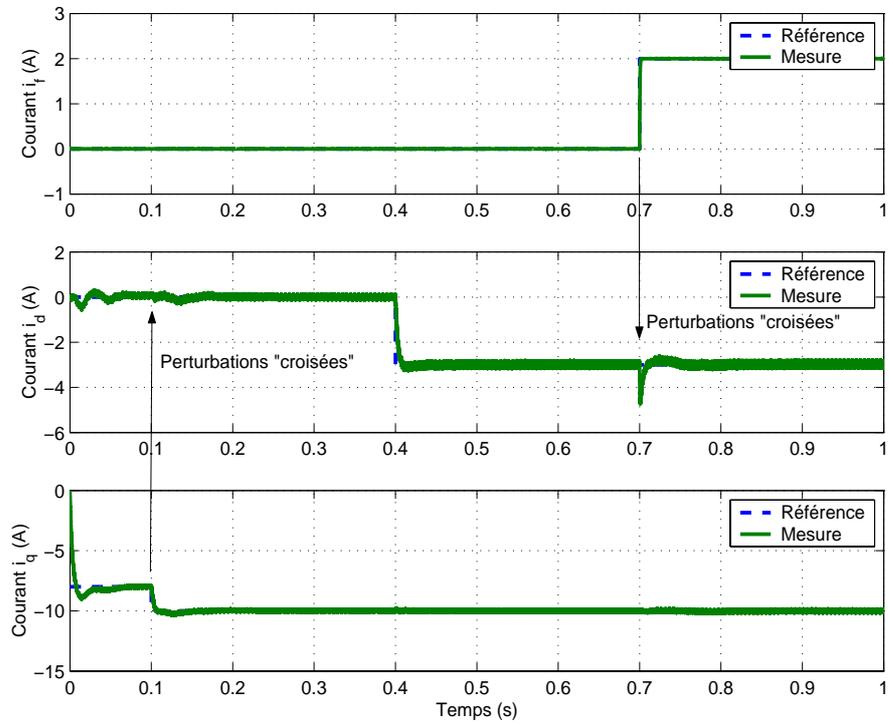


FIG. 10.14 – Régulations des courants

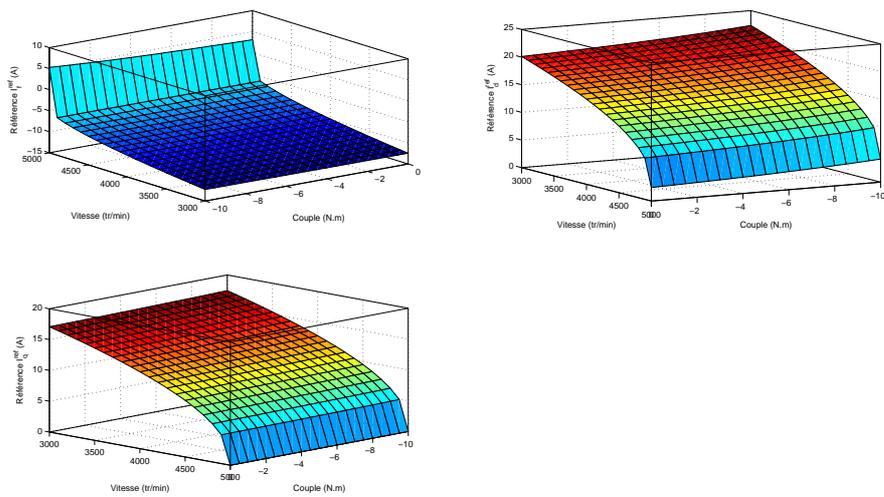


FIG. 10.15 – Consignes optimales pour les 3 courants

Les courants  $i_d$ ,  $i_q$  et  $i_f$ , une fois contrôlés, sont pilotés par le bloc d'optimisation vu plus haut et qui est caractérisé par des relations en fonction du niveau de charge électrique et de la vitesse de rotation de la machine, comme en témoigne les courbes 3D de la figures 10.15.

Maintenant, il est possible d'analyser le comportement de la machine pour un échelon de couple (i.e. un échelon du courant  $i_q^{\text{ref}}$ ). La réponse de la tension continue  $v_{red}$  est donnée à la figure 10.16.

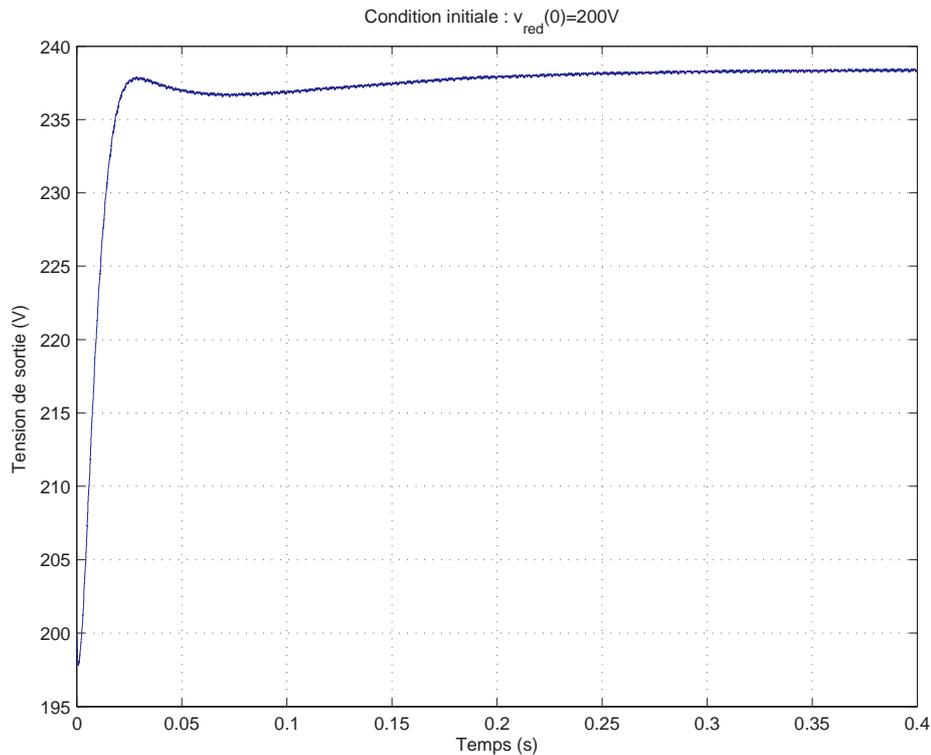


FIG. 10.16 – Réponse en boucle ouverte de la tension (continue) de sortie

Finalement, la sortie du correcteur PI de régulation de la tension de sortie (voir Fig. 10.13) est connectée à la référence  $i_q^{\text{ref}}$  de  $i_q$  (boucle de courant interne). A noter que les références  $i_f$  et  $i_d$  sont calculées par le contrôleur comme deux fonctions de la vitesse mécanique comme cela a déjà été ci-dessus. La référence de tension de sortie est égal à 270V. Dans la Fig. 10.17, la régulation de  $v_{red}$  peut être vue avec un impact de charge négatif de 100% à 50% de la puissance nominal, à vitesse constante (3000tr/min).

Une autre simulation a été également réalisée à charge électrique constante et à vitesse mécanique variable, de 3000 à 5000tr/min (entre  $t_1 = 0.4s$  et  $t_2 = 0.8s$ ). Les résultats de simulation sont présentés dans 10.18. On constate que le régulateur fonctionne correctement en dépit des variations de vitesse : la différence entre  $v_{red}$  et sa référence est toujours en dessous de 5V durant la rampe de vitesse.

### 10.2.2.5 Prospective pour l'expérimentation

L'expérimentation relative à la commande de la MSDE associée à un redresseur MLI n'est pas possible à l'heure actuelle car elle demande la mise en place d'un banc d'essai spécifique dans la mesure où un contrôle de la machine d'entraînement et de du générateur ne peut pas être obtenu simultanément dans de bonnes conditions avec un contrôleur dSpace unique. Il est donc souhaitable d'utiliser un variateur de vitesse séparé pour la machine d'entraînement et d'utiliser la carte dSpace DS1104 disponible pour la commande du générateur seul. Pour la mesure de position, on pourra alors soit dupliquer le port de sortie du codeur incrémental pour envoyer l'information de position à la carte

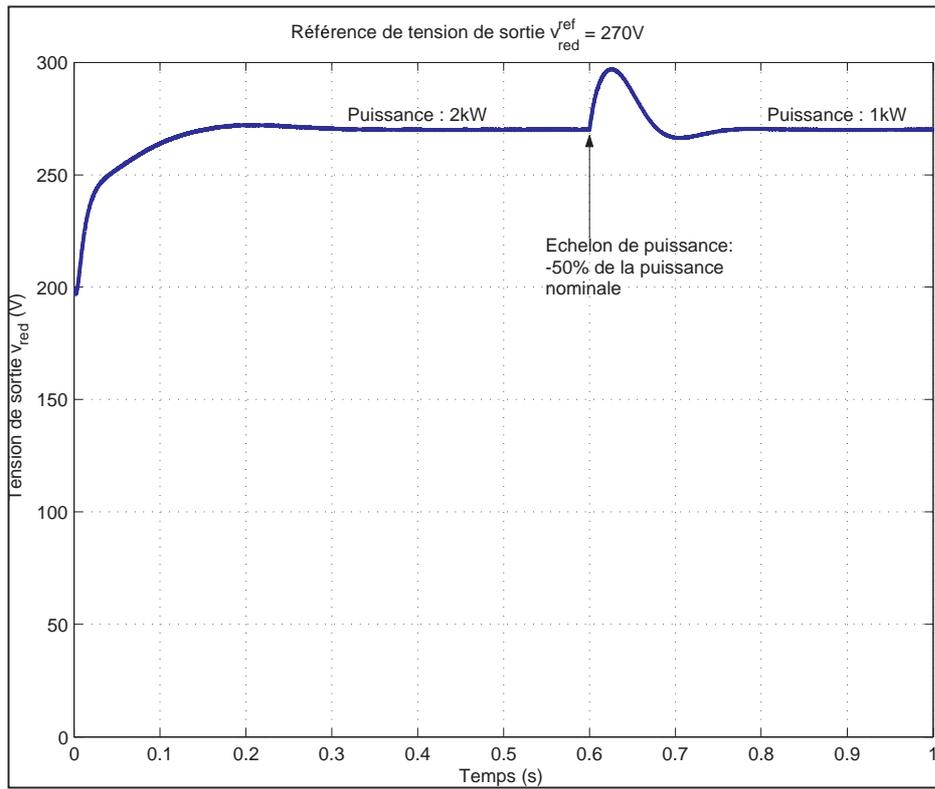


FIG. 10.17 – Régulation de la tension de sortie à vitesse constante

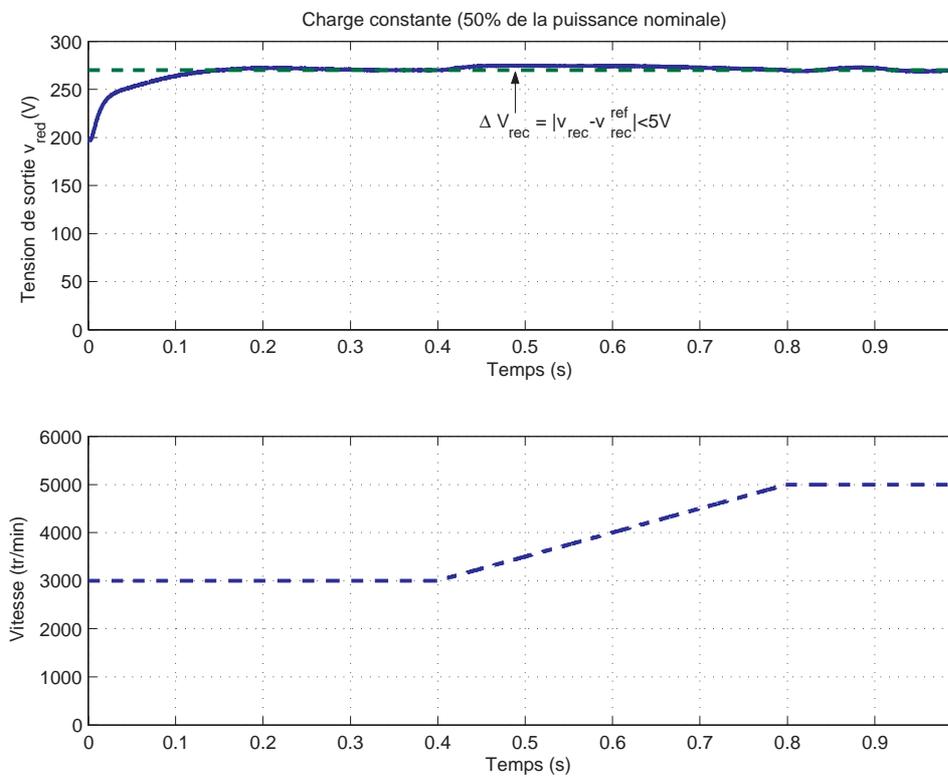


FIG. 10.18 – Régulation de la tension de sortie durant un transitoire de vitesse (avec une charge électrique constante)

dSpace et au variateur, soit utiliser le variateur de vitesse en fonctionnement sans capteur et réserver les sorties du codeur incrémental à la seule carte dSpace pour la commande du générateur.

# Chapitre 11

## Conclusion

### 11.1 Bilan des travaux

Les trois parties de mémoire illustrent bien les trois facettes du travail qui a été mené durant cette thèse. Tout d'abord, l'analyse d'architecture est partie d'un constat de l'existant et des "formats" électriques envisagés ou envisageables (alternatif à fréquence fixe, alternatif à fréquence variable et continu). Ceci nous a permis de proposer des architectures candidates de générateurs pour ces différents formats en partant de l'objectif à atteindre en fonction des contraintes physiques : il s'agit en fait d'une *synthèse de générateur par inversion de fonctionnalités*. Les architectures privilégiées ici s'inscrivent sur des acquis au sein du laboratoire SATIE : à savoir la Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA) et la Machine Synchrone à Double Excitation (MSDE)<sup>1</sup>. Avec ces deux machines (ou associations de machines), on peut couvrir l'essentiel des formats électriques proposés.

Plus précisément, dans cette première partie du mémoire, nous avons montré que dans le cadre d'une génération d'énergie électrique alternative à fréquence fixe, la machine asynchrone à double alimentation (MADA) était une solution très intéressante car elle permet de fournir directement l'énergie sans qu'elle transite par des convertisseurs statiques : son contrôle s'effectuant par l'intermédiaire du rotor avec une puissance réduite (et ceci a un impact sur les convertisseurs d'alimentation du rotor). Il a fallu, bien sûr, concevoir des commandes spécifiques originales qui seront évoquées dans la suite de ce texte, basée sur une modélisation sous forme graphique, adaptée à la génération d'énergie électrique : les Schémas Dynamiques Phasoriels (SDP). Il a toutefois été précisé que la MADA n'est pas exploitable directement dans un générateur de bord d'avion à cause du système bagues/balais d'alimentation du rotor, proscrit dans ce genre d'application. Une analyse détaillée du problème a permis alors de montrer que la solution naturelle, sur cette base de MADA, au problème de la génération sans balais était la cascade de MADA qui a ensuite été étudiée en détail, notamment sur son comportement en terme de conversion d'énergie vis à vis de ses paramètres (nombre de paires de pôles, type de couplages électriques entre les bobinages rotoriques, capacité d'intégration en vue de la conception). Pour la génération d'énergie électrique à fréquence variable, la contrainte ayant conduit à choix de la MADA (ou d'une cascade de MADA) ayant disparu, les structures candidates dégagées de l'analyse préliminaire ont été les machines synchrones. Or, dans l'application visée, si la fréquence variable n'est pas un handicap pour l'exploitation du fait de l'utilisation généralisée de redresseurs (pour les variateurs des actionneurs embarqués notamment), l'amplitude des tensions fournies doit être maintenue constante sur la plage de vitesse d'utilisation : ainsi, le réglage de l'excitation est apparue comme évidente dans ce cadre. Or, la solution actuelle basée sur une Génératrice Synchrone à 3 Etages (GS3E) est satisfaisante et est d'ailleurs employée pour l'alimentation en électricité de l'airbus A380. Néanmoins, nous avons mis en évidence une autre solution, sur la base d'une machine innovante développée au laboratoire SATIE, au sein de l'équipe Conception d'Actionneurs dirigée par

---

<sup>1</sup>Cette machine est d'ailleurs une invention de membres actuels (et passés) du laboratoire SATIE.

M. GABSI : la Machine Synchrone à Double Alimentation. Cette machine, d'une structure innovante peut être vue par une approche "Système" comme une association parallèle de deux machines (qui diffère de la configuration en cascade de la GS3E) : une machine à aimants permanents (classique) couplée en parallèle avec une machine à excitation bobinée. De ce fait, elle combine une capacité de fonctionnement autonome (indispensable sur un réseau isolée) et un réglage de l'excitation (nécessaire pour l'application visée comme nous venons de le rappeler) qui présente en plus la particularité d'éviter le système bagues/balais car les bobinages d'excitation sont placés au stator et produisent un effet identique à des bobinages qui seraient placés au rotor grâce à une circulation du flux tridimensionnelle, très particulière. Ceci nous a conduit à travailler sur sa modélisation et sa commande et à révéler un cas particulier de modélisation pour lequel la représentation par SDP n'est pas possible, conduisant à une autre représentation par des Schémas Dynamiques en Composantes (SDC). Pour finir, la génération à courant continu a été identifiée comme un prolongement des réseaux à fréquence variable lors d'une interconnexion de générateurs délivrant des tensions/courants à fréquences différentes et/ou tournant à des vitesses différentes comme on peut l'imaginer dans un avion. Par ailleurs, même dans le cadre de générateurs unitaires par réseau, la génération à courant continu permet de mutualiser les redresseurs (si on considère toujours une utilisation pour des variateurs de vitesse associés aux différents actionneurs utilisés dans l'avion. Cette mutualisation se paye alors nécessairement par une plus grande vulnérabilité en terme de tolérance aux pannes, un point qui est par ailleurs évoqué tout au long de cette partie consacrée à l'analyse d'architecture. Mais finalement, le constat pour la génération d'énergie à courant continu conduit à considérer que quasiment toutes les machines électriques peuvent convenir : le choix a donc été fait de se restreindre au seul cas de la MSDE, qui associée à un simple redresseur à diodes, peut convenir. Une étude théorique de son association à un redresseur MLI a également été traitée en vue d'une optimisation de fonctionnement grâce aux redondances apportées par le redresseur commandé.

La modélisation des deux machines (MADA et MSDE) a été précisément au centre du travail présentée dans la seconde partie du mémoire. Comme cela vient d'être évoqué, elle s'appuie sur un formalisme graphique adapté à la fonction à réaliser (la génération d'énergie électrique) : le schéma électrique équivalent. Avec les deux machines étudiées, deux grandes familles de schémas ont été mis en évidence :

- les *Schémas Dynamiques Phasoriels* (SDP), lorsqu'il s'agit de machines "isotropes" (cas de la MADA).
- les *Schémas Dynamiques en Composantes* (SDC), pour les machines "anisotropes" (cas de la MSDE, en particulier avec des pôles saillants).

**Remarque 11.1** *Par ce découpage, on a pu mettre en évidence une sorte de "factorisation" graphique des équations électromagnétique d'une machine par l'emploi de phaseurs (variables complexes) pour leur description dans un repère dq.*

Ces représentations sont basées toutes les deux sur la transformation de Park des équations des machines. Dans le cas des SDP, la représentation apporte comme principal intérêt de faciliter le changement de repère (repère statorique, rotorique, du champ tournant, ou de tout au repère en rotation par rapport à un des trois précédents) car la transformation par rotation du schéma se traduit par des règles simples de modification des composants réactifs (inductances et condensateurs). On notera également que l'orientation électrique claire de cette représentation favorise l'utilisateur final du générateur ainsi représenté car elle permet alors de caractériser le comportement du générateur (et éventuellement de sa commande) vis à vis des charges alimentées, bien que l'obtention d'une simple impédance du générateur commandé ne soit généralement pas possible.

La troisième partie du mémoire est quant à elle consacrée à la commande des générateurs proposés en s'appuyant sur les schémas établis dans la deuxième partie. Les commandes proposées sont des commandes quasi-linéaires<sup>2</sup> obtenues par inversion de modèle : on peut parler dans ce cadre de com-

<sup>2</sup> hormis les compensations qui sont d'une certaine manière non-linéaires.

mandes de type “*linéarisation entrée/sortie*”. Bien que la synthèse s’appuie sur la représentation par schémas, un parallèle est établi entre ce formalisme et les autres existants au sein des communautés des électrotechniciens et des automaticiens, à savoir les GICs, REMs et graphes de liens (ou Bond-graph). La synthèse de commandes étant établie sur cette base avec une méthodologie systématique, il a également été possible d’établir un lien entre ce genre de commande et les commandes par modes glissants qui, bien que s’appuyant essentiellement sur une représentation sous forme d’équations d’état, conduit à une décomposition des signaux de commandes en deux termes :

- des *termes de compensation* assurant le suivi d’une *surface de glissement* (*i.e.* une consigne)
- des *termes d’attractivité* ramenant les variables d’état du système à piloter vers leurs surfaces de glissement respectives (*i.e.* termes de *bouclage* élaborés par des *correcteurs non-linéaires*<sup>3</sup>)

Un autre type de commande a également été évoqué rapidement dans le chapitre 8 : la *commande prédictive*. En effet, il a été montré par une application à la MADA que l’*utilisation d’un SDP* permet de *trouver aisément l’équation de prédiction à implanter* dans un tel algorithme pour assurer le pilotage du courant rotorique dans une telle machine en vue d’une génération d’énergie à fréquence fixe.

La démarche de synthèse de commande ayant été illustrée de manière théorique dans un premier temps, elle a été mise en pratique avec succès avec la MADA et la cascade de MADA, validant la démarche avec les SDP. Ensuite, la démarche a pu être déclinée au cas des SDC avec la MSDE sur redresseur à diodes par la commande du courant d’excitation, jusqu’à une validation expérimentale, et ensuite sous forme de simulations avec un redresseur MLI.

## 11.2 Perspectives de recherche

Comme pour le bilan du travail effectué, on peut dresser des perspectives de recherche associées aux thèmes abordés dans les trois parties du mémoire.

Les perspectives concernant les architectures sont nombreuses : les premières portent sur la réalisation de générateurs conformes à un cahier des charges précis d’application aéronautique. En particulier pour la cascade, il s’agit de mettre en évidence les contraintes liées à l’intégration des deux MADA dans des encoches communes et d’éviter des couplages du type stator-stator par exemple (pour cela, un nombre de paires de pôles différent est requis). Cela permettra notamment de caractériser les architectures en terme d’encombrement et de poids : une part importante du problème étant liée à la conception physique des machines et des convertisseurs en environnement sévère (température, vibrations, etc...).

En outre, le cadre des architectures n’est pas figé et ne se limite pas aux seules solutions proposées dans ce mémoire. En effet, comme cela a été évoqué dans la partie I, l’architecture générique à courant continu peut être vue comme une association de plusieurs réseaux indépendants à fréquence variable. Ces réseaux se limitent en fait à des générateurs qui peuvent être de tous types : toutes les machines sont en effet envisageables : machines synchrones et asynchrones, à pôles lisses ou saillants. Dans le cas des machines synchrones à pôles saillants, on peut d’ailleurs citer le cas des machines à réluctance variable (MRV) qui ont comme avantage la simplicité d’un rotor sans bobinage ni aimants. On peut donc imaginer un fonctionnement à température élevée de ce genre de machine, au plus près de la turbine d’entraînement. Dans le cas des machines asynchrones, on peut envisager les machines à cage (MASC) qui ont également un rotor simple et robuste. Dans ces deux cas (MRV et MASC), on ne dispose pas de générateurs autonomes. Ils doivent être assistés par le réseau qui doit leur fournir de l’énergie réactive pour qu’ils puissent fournir de l’énergie active. Par conséquent, l’utilisation de machines à aimants (ou de batteries) est inévitable dans ce genre de système.

L’idée d’assistance identifiée ici montre la nécessité d’association de sources (interconnexion). Seules les réseaux à fréquence fixe et à courant continu permettent un tel couplage. Dans le cas des réseaux à fréquence fixe, les travaux présentés ici se sont bornés à aborder le sujet au travers du couplage

<sup>3</sup>dans le cas des commandes évoquées plus haut, nous utilisons plutôt des correcteurs linéaires (de type PI vectoriels).

des générateurs à MADA à un réseau puissant. Bien que cela ne soit pas une approche totalement transposable aux réseaux de bord d'avion, elle permet d'introduire cette notion en vue de la commande avec un choix que l'on pourrait qualifier de maître/esclave avec un générateur assurant une régulation de tension(s) et des générateurs auxiliaires fournissant une puissance sur un réseau où la tension est déjà imposée. Ce sujet est déjà un domaine en soit et les perspectives de recherches sont nombreuses et les sujets connexes sont en autres, la commande distribuée des générateurs, la supervision du réseau, la commande (reconfigurable) tolérante aux fautes.

Les machines qui ont été étudiées dans cette thèse sont triphasées. Les réseaux à fréquence fixe nécessitent, s'il y a couplage de générateurs, d'avoir un nombre de phases identiques de toutes les machines. Par contre, lorsqu'on s'intéresse aux réseaux à courant continu, on élimine cette contrainte et on peut imaginer des générateurs  $q$ -phasés avec  $q > 3$ . On rejoint alors l'idée de commandes tolérantes aux fautes avec une augmentation des degrés de liberté, mais cette fois au niveau d'un générateur.

Comme nous venons de le voir, les perspectives de recherche en architecture sont particulièrement nombreuses. Dans le domaine de la modélisation, on peut également approfondir la méthodologie en proposant une unification des schémas (phasoriels et en composantes), affiner les modèles établis de la MADA et de la MSDE pour prendre en compte les pertes fer et intégrer les phénomènes de saturation magnétique. Une extension des schémas dynamiques peut tenter d'apporter une représentation satisfaisante des machines non sinusoïdales. Dans le cas des machines  $q$ -phasées ( $q > 3$ ), une représentation sous forme de schémas peut être donnée pour chaque machine diphasée extraite de la machine réelle. Enfin, dans cette thèse, l'homopolaire n'a jamais été pris en compte. Il sera intéressant de compléter les schémas (en particulier de la MADA et de la cascade) avec un schéma homopolaire en vue d'une étude sur réseau déséquilibré.

Pour la partie Commande, des éléments ont déjà été proposés plus haut pour la supervision du réseau en cas d'association de générateurs ou en présence de machines ayant plus de 3 phases, ceci incluant les aspects de commande tolérante aux fautes. Au niveau d'un seul générateur, d'autres aspects peuvent être étudiés : à savoir l'identification des paramètres, la commande sans capteur mécanique, la commande robuste vis à vis des variations de charge (en particulier sans mesure des courants de charge). Tout cela reste dans le cadre de la commande linéaire mais on peut également s'intéresser aux commandes par modes glissants des générateurs déjà étudiés (ou ceux qui apparaîtront à l'avenir). Des travaux ont d'ailleurs été initiés sur la commande prédictive de la MADA en générateur avec des résultats concluants. Cela peut être étendu assez facilement à la cascade et à la MSDE toujours en s'appuyant sur la représentation par schémas dynamiques. L'implémentation des commandes sur DSP ou FPGA est une thématique importante de l'équipe de recherche et les générateurs constituent des supports intéressants.

Tout ceci montre que la thématique de la génération d'énergie sur réseaux autonomes (non restreints aux avions) est ouverte et offre de nombreux sujets de recherche pour l'avenir, tant pour la conception de machines, l'architecture des systèmes, leur modélisation ou leur commande.

Quatrième partie

**Annexes**



# Annexe A

## Lexique et notations

### A.1 Acronymes désignant les machines et équivalences anglo-saxonnes

- GS3E : Génératrice Synchrone à 3 Etages (Brushless Exciter Synchronous Generator)
- MS : Machine Synchrone (Synchronous Machine)
- MSAP : Machine Synchrone à Aimants Permanents (PMSM : Permanent Magnet Synchronous Machine)
- MSDE : Machine Synchrone à Double Excitation (HESM : Hybrid Exciter Synchronous Machine)
- MA (ou MAS) : Machine ASynchrone (IM : Induction Machine)
- MADA : Machine ASynchrone à Double Alimentation (DFIM : Doubly-Fed Induction Machine)
- Cascade de deux MADA : Cascaded Doubly-Fed Induction Machine (CDFIM)
- MASC : Machine ASynchrone à Cage (Squirrel Cage Induction Machine)
- MRV : Machine à Réductance Variable (SRM : Synchronous Reluctance Machine)

**Remarque :** Dans les abréviations, le M de Machine est assez souvent remplacé par un G pour Générateur

### A.2 Acronymes spécifiques à l'aéronautique

- APU : Auxiliary Power Unit (Générateur électrique auxiliaire d'un avion – utilisé essentiellement au sol)
- IDG : Integrated Drive Generator : Générateurs électriques (en fonctionnement normal) embarqués dans les avions
- CSM/G (Constant Speed Motor/Generator) : Générateur électrique de secours
- CSD : Constant Speed Drive (équivalent, généralement hydraulique, d'une boîte de vitesse)
- RAT : Ram Air Turbine (éolienne embarquée dans les avions servant d'alimentation de secours pour le réseau hydraulique)
- VFG : Variable Frequency Generator (générateur à fréquence variable)
- VSCF : Variable Speed Constant Frequency (vitesse variable et fréquence fixe)

### A.3 Abréviations diverses

- RP : Régime Permanent Sinusoïdal
- RPS : Régime Permanent Sinusoïdal
- FEM : Force ElectroMotrice
- FMM : Force MagnétoMotrice
- RSS : Répartition Spatiale Sinusoïdale
- SDP : Schéma Dynamique Phasorial

- SDC : Schéma Dynamique en Composantes
- GIC : Graphe Informationnel de Causalité
- REM : Représentation Energétique Macroscopique
- SMC : Structure Maximale de Commande
- SRC : Structure Réduite de Commande
- SMM : Système Multimachine Multiconvertisseur
- BO : Boucle Ouverte
- BF : Boucle Fermée
- SLI : Système Linéaire Invariant – *dans le temps* (ou LTI : Linear Time Invariant)
- SLV : Système Linéaire Variant – *dans le temps* (ou LTV : Linear Time-Varying)
- SLVP : Système Linéaire à Variations Paramétriques – *dans le temps* (ou LPV : Linear Parameter-Varying)<sup>1</sup>

## A.4 Notations générales

- Nombre de paires de pôles :  $p$   
 Matrice de Clarke complète<sup>2</sup> :  $C_3$   
 Composante homopolaire de la matrice de Clarke :  $C_{31}$   
 Composante diphasée de la matrice de Clarke :  $C_{32}$   
 Matrice de Concordia complète :  $T_3$   
 Composante homopolaire de la matrice de Concordia :  $T_{31}$   
 Composante diphasée de la matrice de Concordia :  $T_{32}$   
 Matrice de Fortescue d'ordre 2 :  $F_2$   
 Matrice de rotation  $2 \times 2$  :  $P(\alpha)$   
 Matrice de rotation complexe  $2 \times 2$  :  $R(\alpha)$   
 Matrice identité d'ordre  $n$  :  $\mathbb{I}_n$   
 Matrice identité d'ordre 2 :  $\mathbb{I}_2$   
 Matrice "imaginaire" :  $\mathbb{J}_2 = P\left(\frac{\pi}{2}\right)$  telle que  $\mathbb{J}_2^2 = -\mathbb{I}_2$   
 Matrice de conjugaison :  $\mathbb{K}_2$   
 Matrice (carrée) nulle d'ordre 2 :  $\mathbb{O}_2$   
 Transposition :  $^t$   
 Transconjugaison (transposé/conjugué des matrices à coefficients complexes) :  $^\dagger$   
 Angle du repère tournant  $dq$  de Park par rapport au stator :  $\xi_s$   
 Angle du repère tournant  $dq$  de Park par rapport au rotor :  $\xi_r$   
 Tensions instantanées :  $v$   
 Courants instantanés :  $i$   
 Flux instantanés :  $\psi$   
 Composantes statoriques triphasées :  $a, b, c$   
 Composantes rotoriques triphasées :  $A, B, C$   
 Référence des vecteurs statoriques (s en indice) :  $x_s$   
 Référence des vecteurs rotoriques (r en indice) :  $x_r$   
 Vecteur triphasé :  $(\mathbf{x}_{3s}) = (x_a, x_b, x_c)^t$  au stator et  $(\mathbf{x}_{3r}) = (x_A, x_B, x_C)^t$  au rotor  
 Composantes statoriques diphasées :  $\alpha_s, \beta_s$   
 Composantes rotoriques diphasées :  $\alpha_r, \beta_r$   
 Vecteur diphasé statorique de Clarke ou de Concordia :  $(\mathbf{x}_{2s}) = (x_{\alpha_s}, x_{\beta_s})^t$   
 Vecteur diphasé rotorique de Clarke ou de Concordia :  $(\mathbf{x}_{2r}) = (x_{\alpha_r}, x_{\beta_r})^t$

<sup>1</sup>On préférera utiliser dans le texte les abréviations anglosaxonnes pour les systèmes variants dans la mesure où elles sont plus répandues.

<sup>2</sup>Toutes les matrices usuelles dont les notations sont présentées dans cette annexe sont définies dans l'annexe suivante.

Composantes de Park statoriques :  $d, q$   
 Composantes de Park rotoriques :  $D, Q$   
 Vecteur de Park statorique :  $(\mathbf{x}_{dq}) = (x_d, x_q)^t$   
 Vecteur de Park rotorique :  $(\mathbf{x}_{DQ}) = (x_D, x_Q)^t$   
 Vecteur complexe ou phaseur :  $\underline{z} = x + jy$  avec  $j^2 = -1$   
 Phaseur statorique :  $\underline{x}_s = x_d + jx_q$   
 Phaseur rotorique :  $\underline{x}_r = x_D + jx_Q$   
 Conjugaison d'un nombre complexe :  $\text{conj}(\underline{z}) = \underline{z}^*$   
 Partie réelle d'un nombre complexe :  $\Re[\underline{z}] = \frac{1}{2}(\underline{z} + \underline{z}^*)$   
 Partie imaginaire d'un nombre complexe :  $\Im[\underline{z}] = \frac{1}{2j}(\underline{z} - \underline{z}^*)$   
 Variable de Laplace :  $s = \sigma + j\omega$

## A.5 Notations relatives à la MADA

Résistance d'une phase statorique :  $R_s$   
 Résistance d'une phase rotorique :  $R_r$   
 Inductance propre d'une phase statorique :  $L_s$   
 Inductance mutuelle entre deux phases statoriques :  $M_s$   
 Inductance propre d'une phase rotorique :  $L_r$   
 Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques :  $M_r$   
 Matrice de couplage stator-stator :  $(L_{ss})$   
 Matrice de couplage rotor-rotor :  $(L_{rr})$   
 Inductance mutuelle maximale entre une phase statorique et une phase rotorique :  $M_0$   
 Matrice de couplage stator-rotor :  $(M_{sr})(\theta)$   
 Matrice de couplage rotor-stator :  $(M_{rs})(\theta) = (M_{sr})(\theta)^t$

## A.6 Notations relatives à la cascade de deux MADA

Les notations utilisées pour la cascade sont les mêmes que celles proposées pour la MADA seule. Toutefois, pour distinguer les paramètres des deux machines ainsi que les grandeurs associées (tensions, courants et flux), les indices 1 et 2 sont employés en fonction de la MADA correspondante (les MADA étant notées MADA n°1 - ou MADA de contrôle et MADA n°2 - ou MADA de puissance).

## A.7 Notations relatives à la MSDE

Résistance d'une phase statorique d'induit :  $R_s$   
 Terme constant de l'inductance propre d'une phase statorique d'induit :  $L_{s0}$   
 Terme constant de l'inductance mutuelle entre deux phases statorique d'induit :  $M_{s0}$   
 Matrice de couplage constante stator-stator :  $(L_{ss0})$   
 Terme de saillance des inductances propres et mutuelles statoriques (induit) :  $L_{s2}$   
 Matrice de saillance stator-stator :  $(L_{ss2})(\theta)$   
 Résistance d'inducteur :  $R_f$   
 Inductance propre de l'inducteur :  $\mathcal{L}_f$   
 Inductance mutuelle maximale entre l'inducteur et une phase d'induit :  $M_0$   
 Matrice de couplage induit-inducteur :  $(M_{sf})(\theta)$   
 Matrice de couplage inducteur-induit :  $(M_{fs})(\theta) = (M_{sf})(\theta)^t$   
 Flux maximal créé par les aimants dans une phase d'induit :  $\Psi_a$   
 Inductance cyclique d'induit (terme constant) :  $\mathcal{L}_0 = L_{s0} - M_{s0}$   
 Terme de saillance de Concordia :  $\mathcal{L}_2 = L_{s2}$

Inductance mutuelle de Concordia entre l'inducteur et l'induit :  $\mathcal{M} = M_0 \sqrt{\frac{3}{2}}$

Flux d'aimant de Concordia :  $\Phi = \Psi_a \sqrt{\frac{3}{2}}$

Inductance d'induit d'axe  $d$  :  $\mathcal{L}_d = \mathcal{L}_0 + \mathcal{L}_2$

Inductance d'induit d'axe  $q$  :  $\mathcal{L}_q = \mathcal{L}_0 - \mathcal{L}_2$

## Annexe B

# Transformations et matrices usuelles

### B.1 Transformations matricielles

Transformations triphasé  $(a, b, c)$ /diphasé  $(\alpha, \beta)$  :

– Transformation de *Clarke*

$$(x_3) \triangleq C_3 \cdot \begin{pmatrix} x_0 \\ x_\alpha \\ x_\beta \end{pmatrix} = C_{32} \cdot \underbrace{\begin{pmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{pmatrix}}_{(x_2)} + C_{31} \cdot x_0 \quad (\text{B.1})$$

où

$$C_{32} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{pmatrix} \text{ et } C_{31} = \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{pmatrix} \Rightarrow C_3 = (C_{31}, C_{32}) \quad (\text{B.2})$$

– Transformation de *Concordia*

$$(x_3) \triangleq T_3 \cdot \begin{pmatrix} x_0 \\ x_\alpha \\ x_\beta \end{pmatrix} = T_{32} \cdot \underbrace{\begin{pmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{pmatrix}}_{(x_2)} + T_{31} \cdot x_0 \quad (\text{B.3})$$

où

$$T_{32} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{pmatrix} \text{ et } T_{31} = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{pmatrix} \Rightarrow T_3 = (T_{31}, T_{32}) \quad (\text{B.4})$$

**Propriété B.1** On peut dresser une liste des propriétés des matrices de Clarke et de Concordia

$$C_{31}^t \cdot C_{31} = 3 \quad (\text{B.5})$$

$$C_{32}^t \cdot C_{32} = \frac{3}{2} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} = \frac{3}{2} \mathbb{I}_2 \quad (\text{B.6})$$

$$C_{31}^t \cdot C_{32} = (0 \ 0) \quad (\text{B.7})$$

$$C_{32}^t \cdot C_{31} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (\text{B.8})$$

$$T_{31} = \frac{1}{\sqrt{3}} C_{31} \quad (\text{B.9})$$

$$T_{32} = \sqrt{\frac{2}{3}} C_{32} \quad (\text{B.10})$$

$$T_{31}^t \cdot T_{31} = 1 \quad (\text{B.11})$$

$$T_{32}^t \cdot T_{32} = \mathbb{I}_2 \quad (\text{B.12})$$

$$T_{31}^t \cdot T_{32} = \begin{pmatrix} 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (\text{B.13})$$

$$T_{32}^t \cdot T_{31} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (\text{B.14})$$

$$T_{32} \cdot T_{32}^t = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \quad (\text{B.15})$$

Matrice de Fortescue d'ordre 2 :

$$F_2 = \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ -j & j \end{pmatrix} \quad (\text{B.16})$$

**Propriété B.2** *La seule relation utilisée dans ce mémoire concernant la matrice de Fortescue porte sur son inversion :*

$$F_2^{-1} = \frac{1}{2} F_2^\dagger \quad (\text{B.17})$$

Transformation de Park (rotation du repère  $\alpha, \beta$  vers le repère  $d, q$ ) :

$$(x_2) = \begin{pmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{pmatrix} \triangleq P(\xi) \cdot \begin{pmatrix} x_d \\ x_q \end{pmatrix} = P(\xi) \cdot (x_{dq}) \quad (\text{B.18})$$

avec

$$P(\xi) = \begin{pmatrix} \cos \xi & -\sin \xi \\ \sin \xi & \cos \xi \end{pmatrix} \quad (\text{B.19})$$

où  $\xi$  est un angle de rotation donné (arbitraire).

**Propriété B.3** *On peut, comme pour les transformations de Clarke et de Concordia, dresser une liste de propriétés de la transformation de Park*

$$P(0) = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} = \mathbb{I}_2 \quad (\text{B.20})$$

$$P\left(\frac{\pi}{2}\right) = \begin{pmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} = \mathbb{J}_2 \quad \text{tel que } \mathbb{J}_2^2 = -\mathbb{I}_2 \quad (\text{B.21})$$

$$P(\alpha + \beta) = P(\beta + \alpha) = P(\alpha) \cdot P(\beta) = P(\beta) \cdot P(\alpha) \quad (\text{B.22})$$

$$P(\alpha)^{-1} = P(-\alpha) = P(\alpha)^t \quad (\text{B.23})$$

$$\frac{dP(\alpha)}{d\alpha} = P\left(\alpha + \frac{\pi}{2}\right) = P(\alpha) \cdot P\left(\frac{\pi}{2}\right) = P(\alpha) \cdot \mathbb{J}_2 = \mathbb{J}_2 \cdot P(\alpha) \quad (\text{B.24})$$

Matrice de rotation complexe : Un autre point concernant la transformation de Park concerne la diagonalisation de la matrice  $P(\alpha)$ . En effet, il est possible de la diagonaliser et on obtient alors une matrice diagonale à coefficients complexes  $P(\alpha)$  que l'on appelle *matrice de rotation complexe*, définie comme suit

$$R(\alpha) \triangleq \begin{pmatrix} e^{j\alpha} & 0 \\ 0 & e^{-j\alpha} \end{pmatrix} \quad (\text{B.25})$$

associée à une matrice de passage qui n'est autre que la matrice de Fortescue d'ordre 2. Nous avons donc

$$P(\alpha) = F_2 \cdot R(\alpha) \cdot \frac{1}{2} F_2^\dagger \quad (\text{B.26})$$

## B.2 Matrices usuelles

Matrice identité d'ordre  $n$  :

$$\mathbb{I}_n = (\delta_{i,j})_{n \times n} \quad (\text{B.27})$$

où  $\delta_{i,j}$  est le symbole de Kronecker défini comme suit

$$\delta_{i,j} = \begin{cases} 1 & \text{si } i = j \\ 0 & \text{si } i \neq j \end{cases} \quad (\text{B.28})$$

Matrice identité d'ordre 2 :

$$\mathbb{I}_2 = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (\text{B.29})$$

Matrice "imaginaire" d'ordre 2 :

$$\mathbb{J}_2 = P\left(\frac{\pi}{2}\right) = \begin{pmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} \text{ telle que } \mathbb{J}_2^2 = -\mathbb{I}_2 \quad (\text{B.30})$$

Matrice nulle (carrée) d'ordre 2 :

$$\mathbb{O}_2 = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (\text{B.31})$$

Matrice de conjugaison :

$$\mathbb{K}_2 = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{pmatrix} \quad (\text{B.32})$$

## B.3 Notes de calcul matriciel

Transposition d'une matrice  $m \times n$  :

$$(a_{i,j})^t = (a_{j,i}) \text{ avec } \begin{cases} 1 \leq i \leq m \\ 1 \leq j \leq n \end{cases} \quad (\text{B.33})$$

Propriété de la transposition :

$$(ABC)^t = C^t B^t A^t \quad (\text{B.34})$$

Transconjugaison d'une matrice à coefficients complexes  $m \times n$  :

$$(\underline{a}_{i,j})^\dagger = (\underline{a}_{j,i}^*) \text{ avec } \begin{cases} 1 \leq i \leq m \\ 1 \leq j \leq n \end{cases} \quad (\text{B.35})$$

Polynôme caractéristique  $\pi_A(\lambda)$  d'une matrice carrée  $A$  ( $n \times n$ ) :

$$\pi_A(\lambda) = \det(A - \lambda \mathbb{I}_n) \quad (\text{B.36})$$

## B.4 Représentation d'état d'un système

Forme d'état d'un système dynamique linéaire quelconque d'ordre  $n$

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = A\mathbf{x} + B\mathbf{u} \\ \mathbf{y} = C\mathbf{x} + D\mathbf{u} \end{cases} \quad (\text{B.37})$$

où

- $\mathbf{x}$  est le vecteur d'état ( $n \times 1$ ) du système
- $\mathbf{u}$  est le vecteur d'entrée ( $m \times 1$ ) du système (cas mono-entrée :  $m = 1$ )
- $\mathbf{y}$  est le vecteur de sortie ( $p \times 1$ ) du système (cas mono-sortie :  $p = 1$ )

On parle généralement de système SISO (Single Input Single Output) pour  $m = p = 1$  et de système MIMO (Multi Input Multi Output) pour  $m \neq 1$  et  $p \neq 1$ .

### B.4.1 Commandabilité

Un système d'ordre  $n$  est commandable lorsque sa *matrice de commandabilité* est de rang  $n$ . Cette matrice de commandabilité est définie comme suit

$$\mathcal{C}_{A,B} = (B, AB, \dots, A^{n-1}B) \quad (\text{B.38})$$

Et dans le cas d'un système SISO, cette matrice est carrée ( $n \times n$ ) et la condition (B.38) est équivalente à

$$\det \mathcal{C}_{A,B} \neq 0 \quad (\text{B.39})$$

### B.4.2 Observabilité

Un système d'ordre  $n$  est commandable lorsque sa *matrice d'observabilité* est de rang  $n$ . Cette matrice d'observabilité est définie comme suit

$$\mathcal{O}_{A,C} = \begin{pmatrix} C \\ CA \\ \vdots \\ CA^{n-1} \end{pmatrix} \quad (\text{B.40})$$

Et dans le cas d'un système SISO, cette matrice est carrée ( $n \times n$ ) et la condition (B.40) est équivalente à

$$\det \mathcal{O}_{A,C} \neq 0 \quad (\text{B.41})$$

## Annexe C

# Caractéristiques des bancs d'essais

### C.1 Structure générale

Ce chapitre d'annexe a pour but de décrire de la manière la plus complète possible le banc d'essai des MADAs. Les constituants principaux sont bien évidemment les machines :

- Les deux machines asynchrones à double alimentation (MADA)
- La machine à courant continu (MCC) d'entraînement

Mais la description de ces éléments sera également complétée par celle des autres constituants :

- Electronique de puissance (convertisseurs statiques)
- Organes de commande et interfaces
- Instrumentation (capteurs)

La structure globale du banc d'essai est rappelée à la figure C.1. Il décrit les deux configurations possibles de génération, d'énergie électrique à 1 ou 2 MADA. On notera en outre la présence de condensateurs en parallèle du stator de la MADA connectée au réseau à alimenter (pour les 2 configurations) ; ces condensateurs sont dédiés au filtrage passif des tensions fournies. Le filtrage actif, effectué grâce à une commande appropriée du générateur, permet de réduire la taille de ces condensateurs. Sur le banc d'essai, ces condensateurs ont une valeur de  $1\mu\text{F}$ . Il s'agit de condensateurs "polypropylène" non polarisés (400V AC - 1000V DC).

### C.2 Machines électriques

#### C.2.1 Machines Asynchrones à Double Alimentation du générateur

Les deux MADA utilisées sur ce banc d'essai sont de puissances nominales différentes : respectivement 2.2kW et 4.5kW. La machine la plus récente, donc plus adaptée à la connexion à un onduleur, étant celle de 4.5kW, la machine de 2.2kW est utilisée pour délivrer l'énergie au réseau à alimenter. Ce choix est conforté par le fait que la MCC utilisée pour l'entraînement du générateur a également une puissance nominale de 2.2kW.

Les paramètres principaux des deux MADA (obtenus par mesure ou indiqués sur la plaque signalétique) sont regroupés dans le tableau C.1.

#### C.2.2 Machine à Courant Continu d'entraînement

La machine à courant continu de 2.2kW utilisée sur le banc pour l'entraînement du générateur étant utilisé avec un variateur de vitesse industriel, aucune mesure électrique n'a été effectuée. Les indications données sur la plaque signalétique sont néanmoins reproduites dans le tableau C.2.

On notera que le courant d'inducteur nominal est égal au courant d'induit (25A) : il s'agit en effet d'une machine à excitation série et est utilisée comme telle sur le banc d'essai.

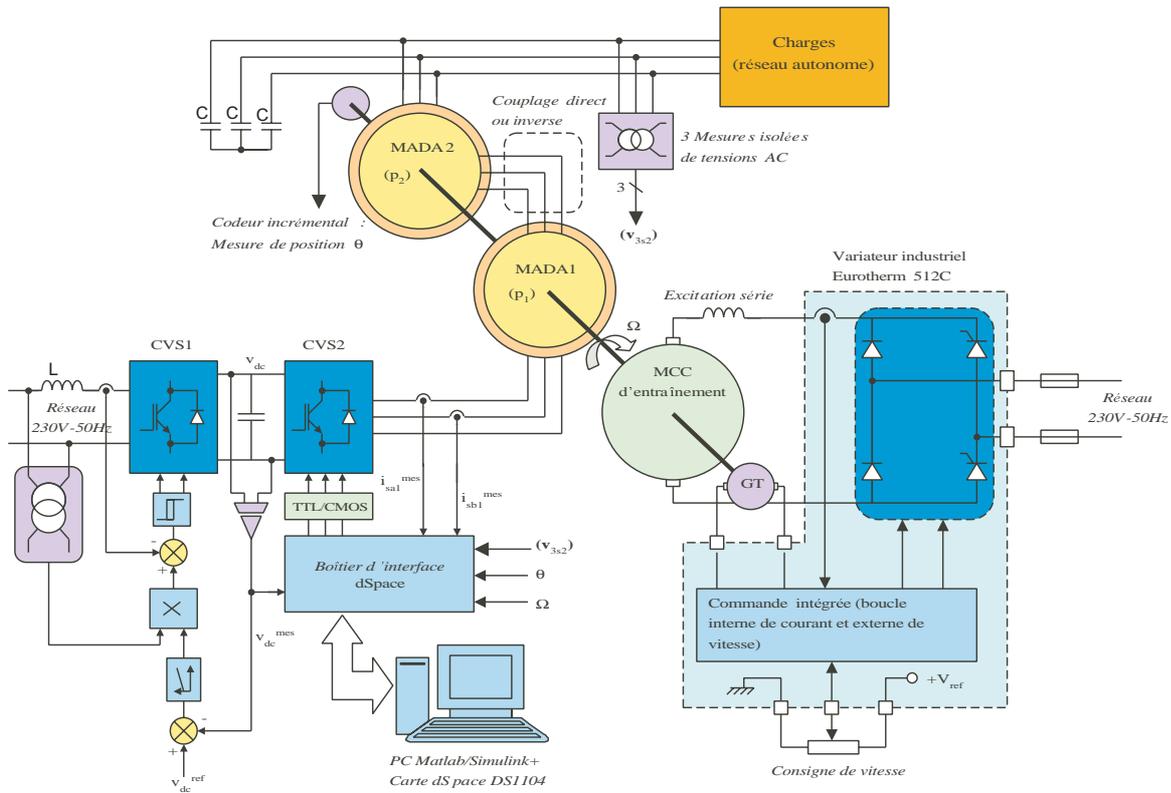


FIG. C.1 – Schéma de principe du banc d'essai des MADA

Paramètres	MADA n°1	MADA n°2	Unités
Nombre de paires de pôles $p_1, p_2$	2	2	–
Tensions nominales	220/380	220/380	V
Courants nominaux	19/11		A
Fréquence d'alimentation	50	50	Hz
Facteur de puissance	0.76		–
Rendement	0.8		–
Puissance nominale $P_{N1}, P_{N2}$	4.5	2.2	kW
Vitesse nominale $N_{N1}, N_{N2}$	1450	1450	rpm
Résistance statorique $R_{s1}, R_{s2}$	0.81	1.67	$\Omega$
Résistance rotorique $R_{r1}, R_{r2}$	0.83	0.25	$\Omega$
Inductance propre statorique $L_{s1}, L_{s2}$	98.7	–	mH
Inductance mutuelle statorique $M_{s1}, M_{s2}$	-39.2	–	mH
Inductance cyclique statorique $L_{cs1}, L_{cs2}$	138 (134 mes.)	296.6	mH
Inductance cyclique rotorique $L_{cr1}, L_{cr2}$	20.9	21.1	mH
Mutuelle inductance stator/rotor $M_{01}, M_{02}$	33.3	50.7	mH
Mutuelle de Concordia $M_1, M_2$	49.9	76.0	mH
Rapport de transformation $m_1, m_2$	0.37	0.26	–
Coefficient de dispersion $\sigma_1, \sigma_2$	0.117	0.077	

TAB. C.1 – Paramètres des MADA du banc d'essai

Paramètres	Valeurs	Unités
Tension nominale	120/380	V
Courant nominal (induit/inducteur)	25/25	A
Rendement	N.C.	–
Puissance nominale $P_{N1}, P_{N2}$	2.2	kW
Vitesse nominale $N_{N1}, N_{N2}$	1500	tr/min
Résistance d'induit	0.81	$\Omega$
Résistance d'inducteur	0.83	$\Omega$
Excitation	série	–
Inductance d'induit	20	mH
Inductance d'inducteur	20	mH
Coefficient de conversion électromécanique	20.9	V/rad/s ou N.m/A

TAB. C.2 – Paramètres de la MCC d'entraînement

### C.3 Convertisseurs statiques

#### C.3.1 Convertisseurs de “commande” du générateur

Les convertisseurs statiques utilisés pour le pilotage du générateur à une (ou deux) MADA(s) sont des convertisseurs à IGBT. Nous avons un onduleur triphasé à IGBT de marque Semikron comportant des modules 1200V/50A pilotés à l'aide d'une commande rapprochée de même marque (référence SKHI22) assurant l'isolation galvanique entre commande et puissance, les temps morts au niveau des commandes de grilles ainsi que la surveillance des  $V_{BEon}$  en conduction (protection contre les surcharges et/ou courts-circuits).

Le bus continu est “lissé” à l'aide de deux condensateurs 2200 $\mu$ F/600V en série (soit un équivalent 1100 $\mu$ F/1200V). L'alimentation de ce bus continu peut être assurée, au choix, avec un redresseur triphasé à diodes intégré à l'onduleur Semikron, soit avec un redresseur MLI monophasé à IGBT réalisé au laboratoire. Cette solution autorise un fonctionnement réversible en terme de transfert d'énergie comme cela est prévu en théorie avec les générateurs à 1 ou 2 MADA. En pratique, cette réversibilité n'est pas nécessairement obtenue à cause des pertes dans les machines (à priori non conçues pour le fonctionnement en générateur) : d'où l'intérêt de la solution simple (pas de commande) à diodes. La structure de redresseur MLI monophasée a été par ailleurs privilégiée à la solution triphasée pour des raisons de :

- simplicité de commande (réalisable facilement avec des circuits analogiques)
- coût réduit, notamment au niveau des interrupteurs et des inductances Ferrite (requis pour le fonctionnement HF) à placer du côté alternatif (une au lieu de trois en triphasé)

Les interrupteurs du redresseur MLI monophasé sont intégrés dans deux modules Semikron 1200V/75A et dont pilotés comme ceux de l'onduleur par des drivers de même marque SKHI22.

#### C.3.2 Convertisseur d'alimentation de la MCC d'entraînement

Le convertisseur d'alimentation de la MCC d'entraînement est un variateur industriel de marque Eurotherm de type redresseur commandé (pont mixte à thyristor). Il s'agit donc d'un convertisseur unidirectionnel en tension et en courant adapté à l'entraînement du générateur (à priori ne fonctionnant que dans un seul sens de rotation). Le variateur utilisé a pour référence 512C32 : il est dimensionné pour un courant nominal de 32A maximum, ce qui convient bien à la MCC utilisée (25A). Le variateur comporte une boucle interne de régulation de courant (capteur intégré) assurant en particulier une protection contre les surcharges, ainsi qu'une régulation externe de vitesse. La consigne de vitesse est réglée par l'utilisateur à l'aide d'un potentiomètre externe et est comparée dans l'asservissement

avec la mesure de vitesse obtenue avec une génératrice tachymétrique (GT) placée en bout d'arbre et décrite au paragraphe C.5.1. La mise et marche et l'arrêt du variateur est pilotée via un interrupteur par une entrée dédiée. Une photographie du boîtier du variateur illustre à la figure C.2 cet élément du banc d'essai.

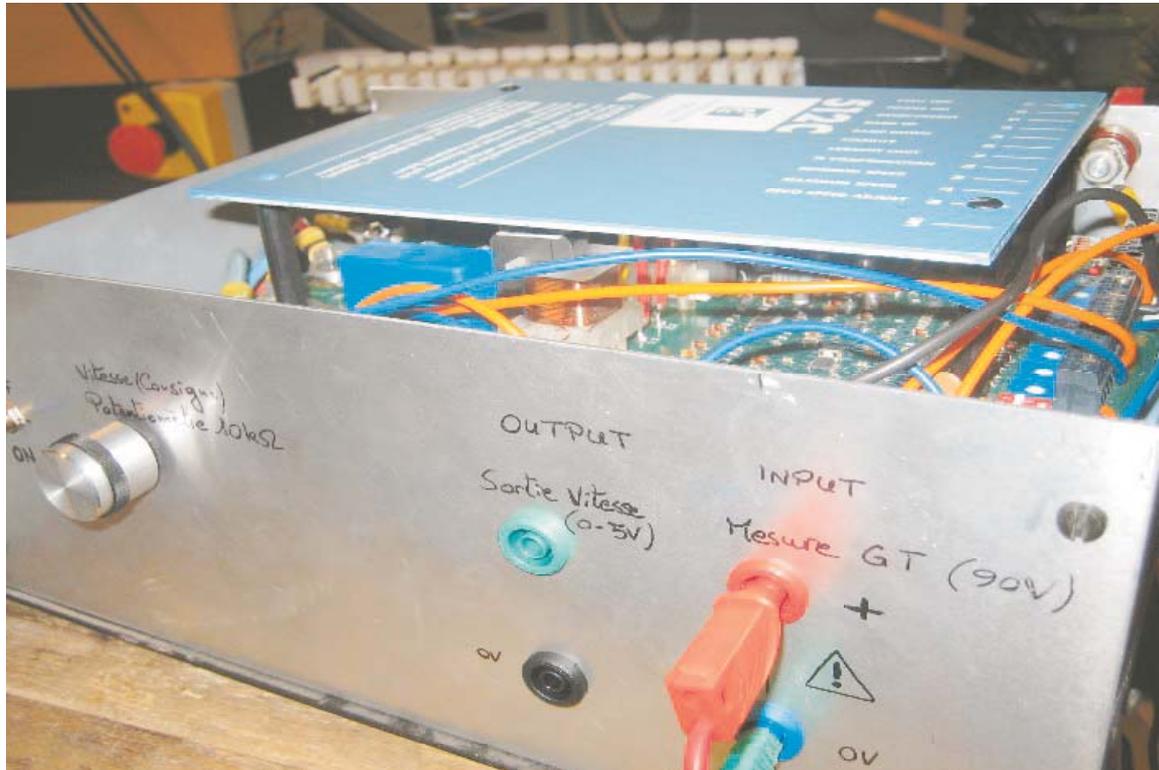


FIG. C.2 – Variateur de vitesse de la MCC d'entraînement

## C.4 Organes de commande

### C.4.1 Contrôleur temps réel dSpace

La commande du générateur est réalisée par l'intermédiaire du logiciel Matlab/Simulink au travers d'un contrôleur temps-réel dSpace DS1104. Il s'agit d'une carte au format PCI intégrant un processeur IBM PowerPC et un DSP contrôleur. Cette carte est intégrée dans un PC et est connectée à un boîtier d'interface (cf. figure C.3) mettant à disposition de l'utilisateur les entrées et sorties de la carte DS1104 par l'intermédiaire de connecteurs BNC (signaux analogiques) et de connecteurs Sub-D (signaux numériques).

Dans le cadre du banc d'essai, les entrées-sorties utilisées sont les suivantes :

- Entrées analogiques (DAC) pour les mesures de courants, tensions et vitesse (GT)
- Sorties analogiques pour la visualisation de grandeurs internes à la commande
- Sorties numériques PWM (MLI) pour la commande des convertisseurs statiques
- Entrée numérique codeur pour la mesure de position angulaire de l'arbre du générateur

On notera que le boîtier d'interface comporte également des DELs de visualisation utiles pour la vérification du bon fonctionnement du système, notamment les entrées du codeur (voies A, B et Z).

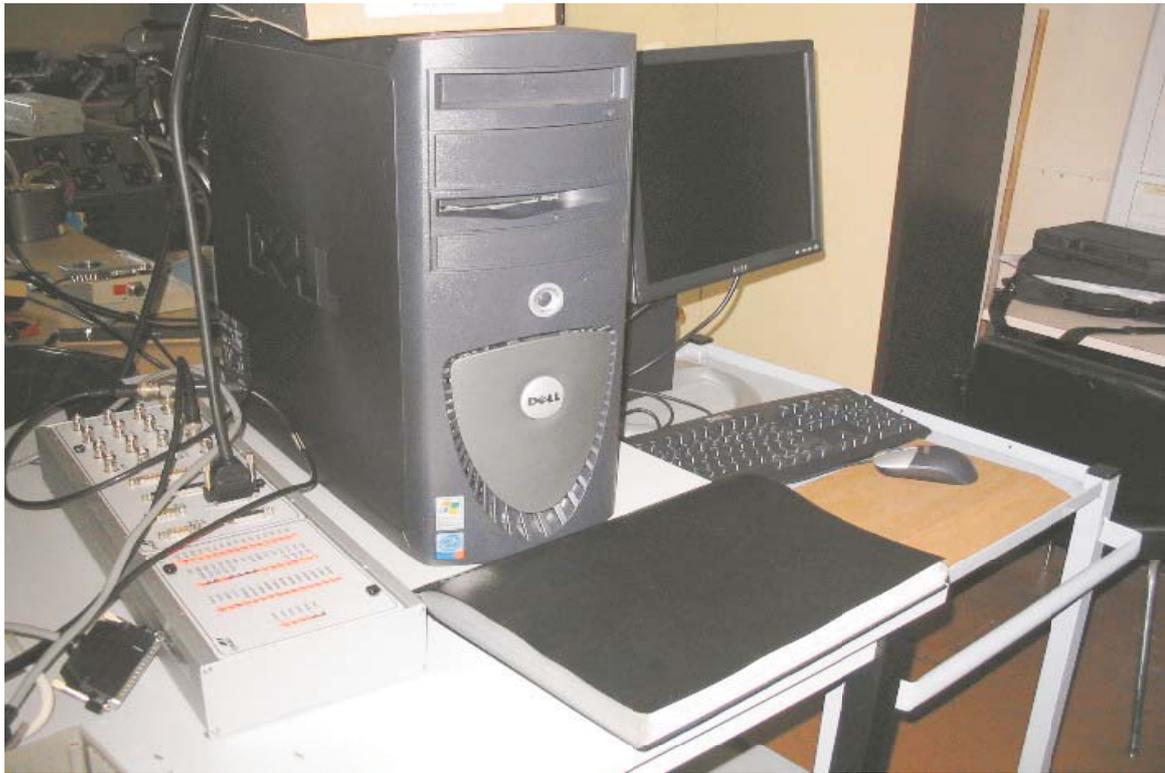


FIG. C.3 – PC de commande intégrant la carte dSpace DS1104 et le boîtier d'interface

#### C.4.2 Interface TTL/CMOS de pilotage du convertisseur MADA

Les sorties numériques de la carte DS1104 étant au format TTL 5V et que les entrées des convertisseurs statiques sont compatibles avec des niveaux logiques CMOS 15V, une carte d'interface a été réalisée. Elle permet en outre de faire le lien entre un connecteur Sub-D du boîtier d'interface dSpace et les connecteurs BNC des convertisseurs statiques. L'interface est simple et se limite à la récupération de 3 signaux MLI, à la réalisation de 3 autres signaux complémentaires des premiers et au passage de l'ensemble des signaux au format CMOS à l'aide d'un buffer TTL à sorties "collecteurs ouverts". Le schéma et la photographie de l'interface sont présentés respectivement aux figures C.4 et C.5.

### C.5 Instrumentation

#### C.5.1 Génératrice tachymétrique

La génératrice tachymétrique utilisée sur le banc d'essai est placée en bout d'arbre de la MCC. Elle mesure de ce fait exactement la vitesse de celle-ci, sans les problèmes de jeu ou d'élasticité des accouplements entre machine. Elle donne bien évidemment la vitesse des deux MADA mais avec une précision moindre du fait des accouplements entre les 3 machines. Toutefois, il faut noter que cela est moins critique pour la mesure de vitesse avec une génératrice tachymétrique qu'avec un codeur de position à haute résolution. La photographie de la génératrice tachymétrique est donnée à la figure C.6.

On peut noter qu'il s'agit d'une génératrice 60mV/tr/min. De ce fait, à une vitesse de 1500tr/min, la tension délivrée par ce capteur est de 90V. Il est nécessaire de prendre en compte ce niveau de tension pour les acquisitions :

- le variateur de vitesse de la MCC est prévu pour acquérir ces niveaux de tension

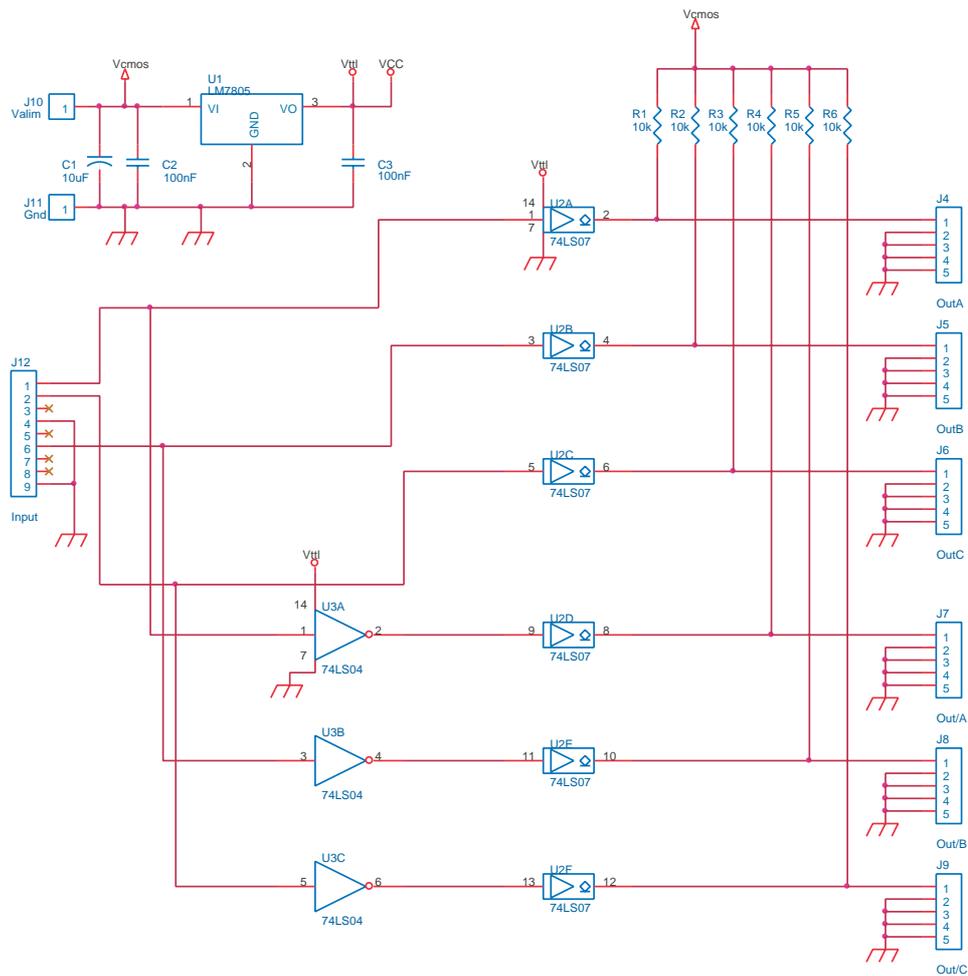


FIG. C.4 – Schéma de l'interface TTL/CMOS

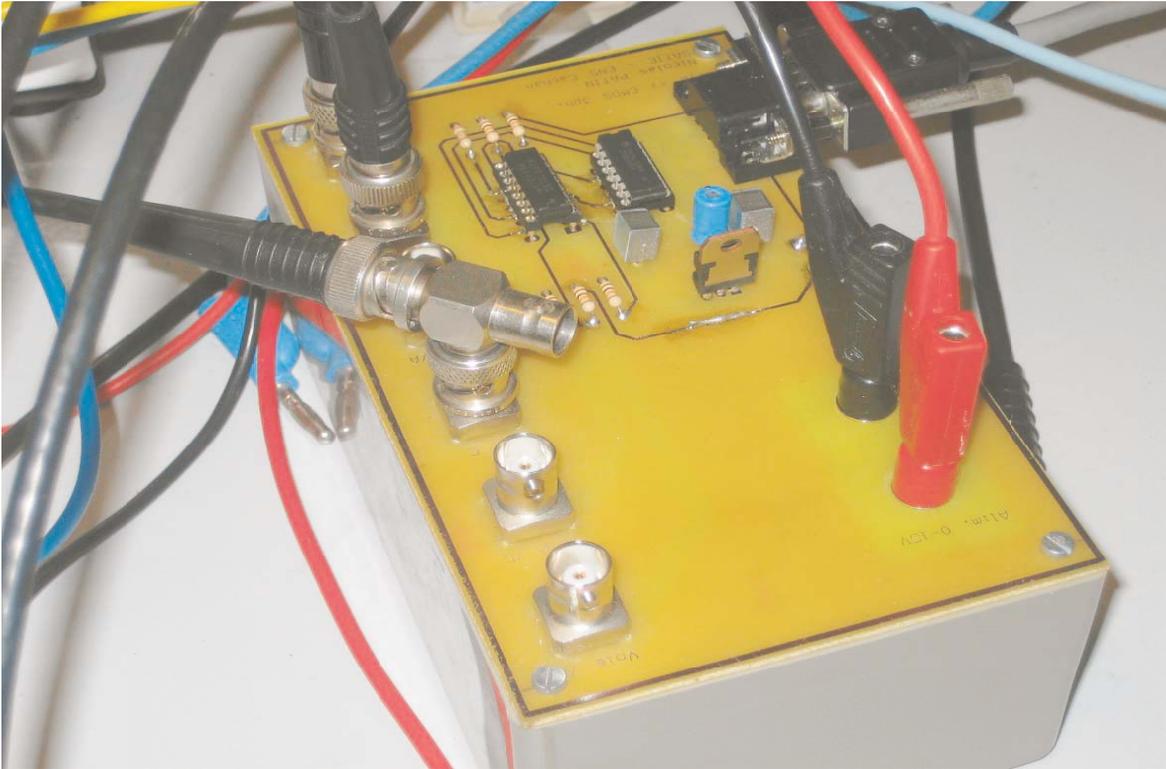


FIG. C.5 – Carte d'interface TTL/CMOS entre la commande et l'onduleur



FIG. C.6 – Génératrice tachymétrique

- la carte dSpace ne tolère que des signaux compris entre  $\pm 10V$ . De ce fait, une atténuation à l'aide d'une sonde différentielle de tension est nécessaire.

### C.5.2 Codeur de position

Le codeur de position (cf. figure C.7) utilisé sur le banc d'essai est un codeur incrémental 1024 traits à axe creux de marque BEI. L'axe creux a permis sa mise en place entre les deux MADAs dans la mesure où la mise en bout d'arbre était impossible sur la MADA n°1 car un seul bout d'arbre était disponible sur celle-ci.

Ce codeur de position possède donc une résolution de 1024 traits/tr et dispose non seulement des voies A, B et Z classiques mais également des signaux complémentaires. Le niveau d'alimentation de ce codeur est de 5V et ses signaux sont compatibles TTL : l'interconnexion du codeur avec le boîtier dSpace a donc pu être effectuée directement avec un câble blindé ad-hoc (connecteur MIL côté codeur, connecteur Sub-D 9 côté interface dSpace).



FIG. C.7 – Codeur incrémental pour la mesure de position angulaire du rotor du générateur MADA (ou cascade)

### C.5.3 Mesures “onduleur” courants AC/tension DC

L'alimentation d'une machine triphasée par un onduleur de tension nécessite généralement des mesures des courants dans les phases de la machine et éventuellement d'une mesure de la tension du bus continu de l'onduleur. Ces mesures sont regroupées dans une carte développée par la société ARCEL et de référence ARCTU3I. Elle permet d'obtenir une mesure isolée de la tension de bus continu pour plusieurs gammes de tension (0-400V, 0-800V, 0-1200V) et également de piloter 3 sondes de courant à effet Hall. Ici, nous avons utilisé 3 sondes LEM LA-55P. Il s'agit de sondes de calibre 50A alimentées en  $\pm 15V$  avec sortie en courant (mesure de tension au bornes d'une résistance placée entre

sortie et masse). La carte ARCEL (cf. figure C.8) permet en outre de générer des alarmes (surveillance de tension de bus continu, déséquilibre des courants, surchauffe<sup>1</sup>). Les caractéristiques principales des sondes LEM LA-55P sont regroupées dans le tableau C.3.

Paramètres	Valeurs	Unités
Calibre en courant	50	A
Alimentation	$\pm 15$	V
Sortie en courant	N.C.	mA / A
Résistance à placer en sortie	30..330	$\Omega$
Bande passante	200	kHz

TAB. C.3 – Paramètres des sondes de courant à effet Hall LEM LA-55P

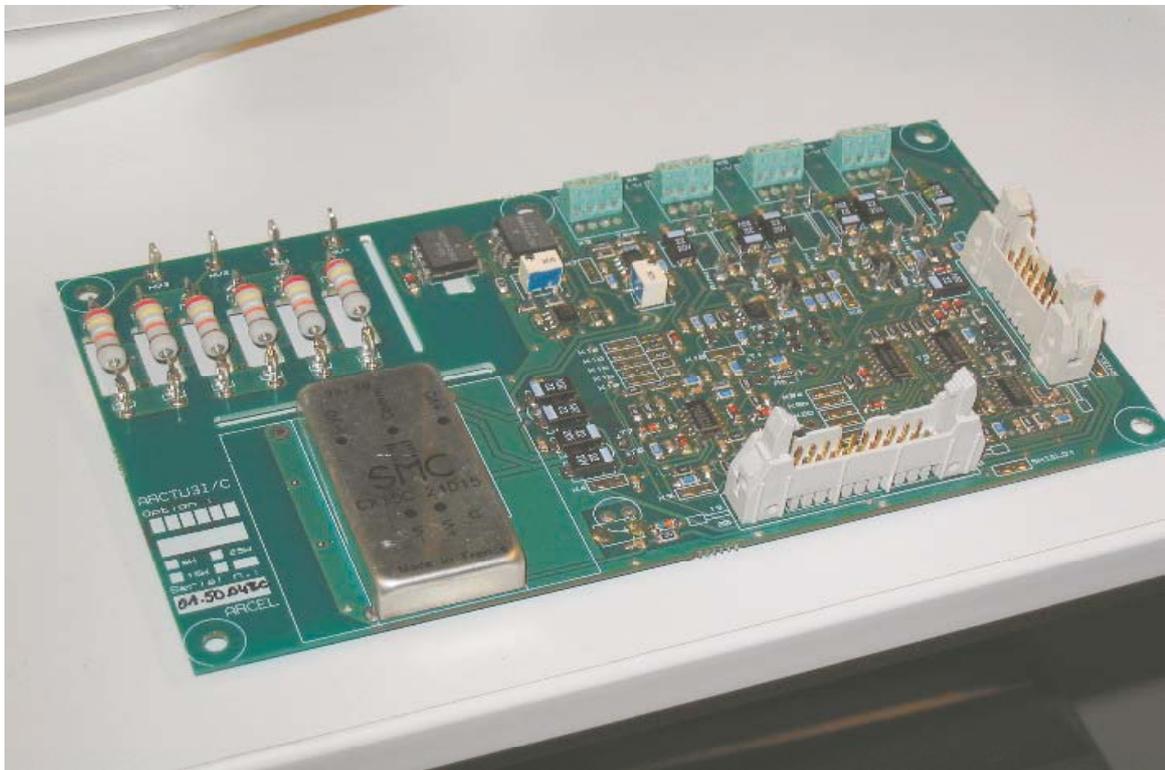


FIG. C.8 – Carte d'interface Arcel ARCTU3I de mesure de 3 courants + tension DC

Le gain global de la chaîne de mesure de courant (capteur LEM + carte Arcel) mesuré expérimentalement est de 0.867A/V environ.

#### C.5.4 Mesures de tensions AC

Les mesures des tensions alternatives fournies par le générateur à une (ou deux) MADA(s) sont obtenues à l'aide de "capteurs" développés au laboratoire assurant une atténuation des niveaux de tensions et une isolation galvanique entre circuit de puissance et commande. Ces capteurs sont constitués d'un transformateur surmoulé 50Hz de 2VA et d'un circuit d'écrêtage comme cela est décrit à la figure C.9.

<sup>1</sup>Un capteur de température est alors requis.

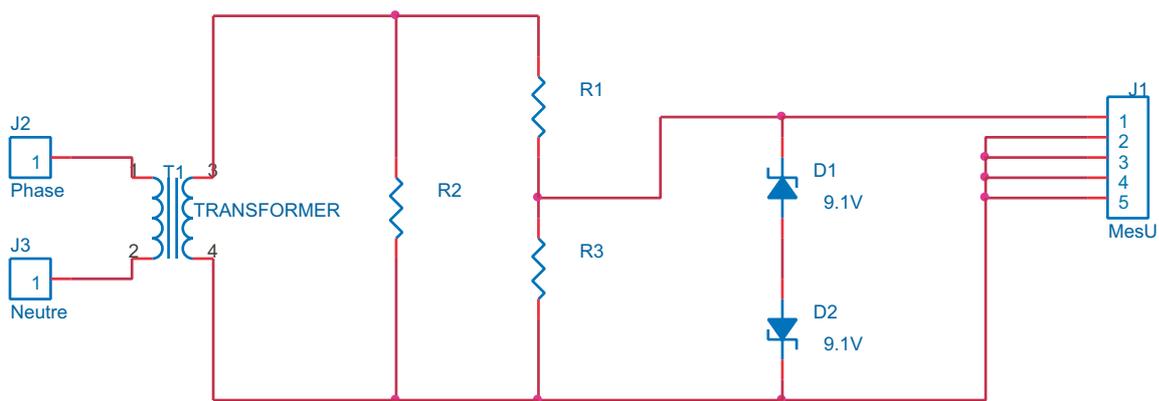


FIG. C.9 – Mesure de tension AC isolée (1 phase)

On notera par ailleurs que ces transformateurs débitent une puissance d'environ 1W dans une résistance de puissance afin de linéariser la caractéristique d'entrée/sortie du capteur<sup>2</sup>. Les capteurs ont par ailleurs été testés à l'aide d'un analyseur d'impédance en mode "réponse harmonique" pour déterminer leur diagramme de Bode et ainsi évaluer leur bande passante dans la mesure où un transformateur a un comportement de type "passe-bande". Le diagramme de Bode complet (gain et phase) ainsi relevé est présenté à la figure C.11.

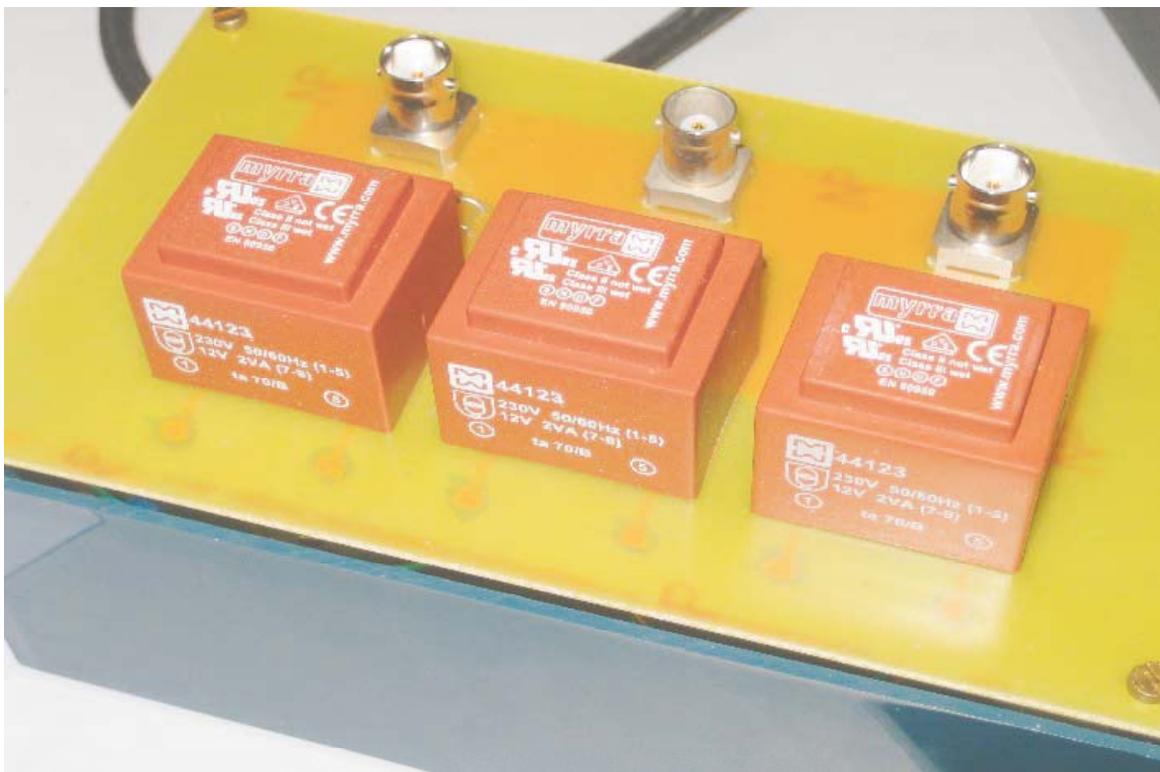


FIG. C.10 – Carte de mesure isolée de 3 tensions alternatives

<sup>2</sup>Il s'agit en fait de minimiser l'impact des chutes de tension dues au courant magnétisant (non sinusoïdal).

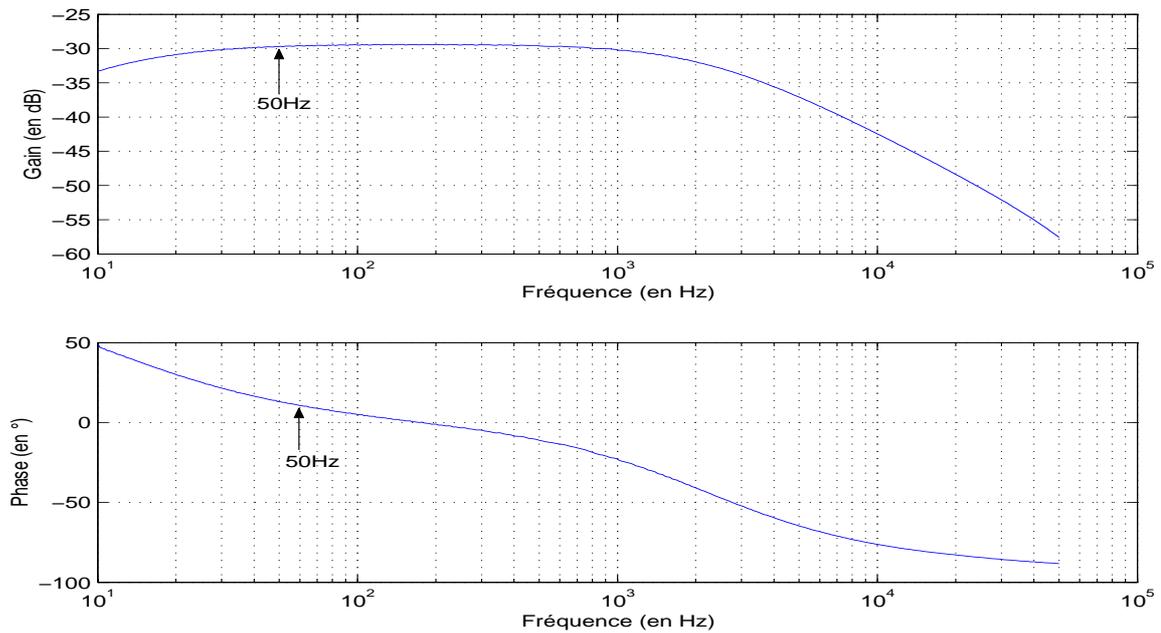


FIG. C.11 – Réponse en fréquence du capteur (isolé) de tension alternative

## C.6 Propositions de mesures des paramètres primaires de la MADA

L'identification des paramètres de la MADA (figure C.12) est rendue aisée par l'accès aux enroulements rotoriques de la machine<sup>3</sup>.

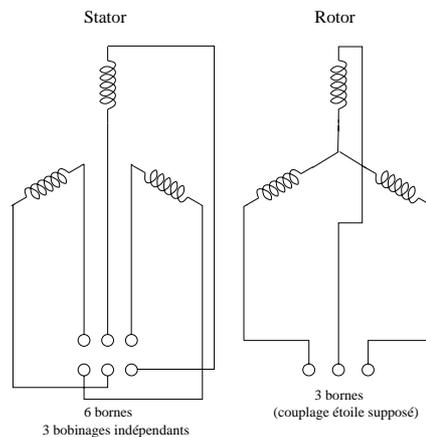


FIG. C.12 – Bornier de la MADA

Nous pouvons dresser une liste des paramètres à identifier sur la machine à partir du modèle établi au chapitre 4 :

- résistance statorique par phase  $R_s$  (en  $\Omega$ )
- résistance rotorique par phase  $R_r$  (en  $\Omega$ )
- inductance propre statorique par phase  $L_s$  (en H)
- mutuelle entre phases statoriques  $M_s$  (en H)
- inductance propre rotorique par phase  $L_r$  (en H)

<sup>3</sup>contrairement à la machine à cage.

- mutuelle entre phases rotoriques  $M_r$  (en H)
- mutuelle maximale stator/rotor  $M_0$  (en H)

mais en fait, lorsqu'on analyse plus finement le modèle exploité par la suite (modèle de Park), on s'aperçoit que tous ces paramètres ne sont pas utiles. En effet, il est suffisant de connaître

- les résistances statoriques et rotoriques  $R_s$  et  $R_r$
  - les inductances cycliques statoriques et rotoriques  $L_{cs}$  et  $L_{cr}$
  - la mutuelle de couplage stator/rotor  $M_0$  (ou  $M = 3M_0/2$ )
- qui seront les vrais paramètres primaires de notre modèle.

### C.6.1 Mesures des résistances

Les résistances statoriques  $R_s$  et rotoriques  $R_r$  peuvent être mesurées tout simplement en appliquant une tension continue réduite  $V_{DC}$  entre deux phases (au stator comme au rotor) mises en série et de mesurer le courant  $I_{DC}$  les traversant. Dans le cas du rotor, ceci est obligatoire (couplage en étoile supposé) mais pour le stator, il est possible d'effectuer la mesure directement sur une seule phase (figure C.13).

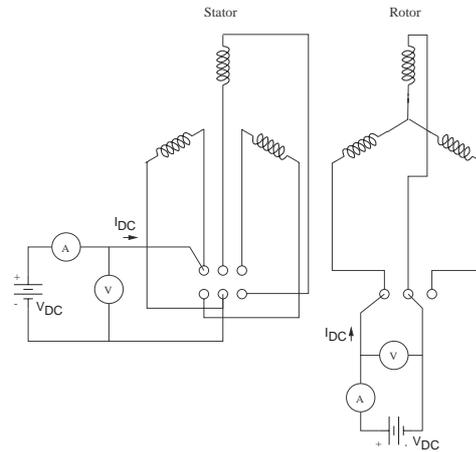


FIG. C.13 – Mesure des résistances des bobinages en courant continu

On obtient alors

$$R_s = \frac{V_{DC}}{I_{DC}} ; R_r = \frac{V_{DC}}{2I_{DC}} \quad (\text{C.1})$$

**Remarque C.1** Il est souhaitable d'effectuer cette mesure à chaud sous courant nominal  $I_N^4$  afin "d'observer les bobinages à leur point de fonctionnement nominal" (en terme de pertes Joule).

**Remarque C.2** La mesure entre deux phases est applicable pour des bobinages séparés ou non. Elle sera donc employée en règle générale.

### C.6.2 Mesure des inductances propres et mutuelles

La technique envisageable pour le stator consiste à appliquer à une phase une tension sinusoïdale de valeur efficace  $V_{AC}$  et de mesurer la valeur efficace  $I_{AC}$  du courant absorbé (figure C.14 - gauche).

Comme nous venons de déterminer la valeur de  $R_s$ , il est facile d'en déduire  $L_s$  grâce à la relation

$$L_s = \frac{1}{\omega} \sqrt{\left(\frac{V_{AC}}{I_{AC}}\right)^2 - R_s^2} \quad (\text{C.2})$$

<sup>4</sup>c'est-à-dire avec un courant continu de valeur égale à la valeur efficace du courant sinusoïdal nominal.

Il est ensuite possible d'évaluer les mutuelles  $M_s$  entre phases statoriques en alimentant une première phase et en mesurant la tension obtenue sur une deuxième phase. Nous noterons ici  $I_\delta$  le courant absorbé par la phase  $\delta$  et  $V_\gamma$  la tension mesurée aux bornes de la phase  $\gamma$  (figure C.14 - droite). Il suffit alors de noter que

$$V_\gamma = \omega M_\gamma I_\delta$$

pour obtenir la valeur de la mutuelle

$$M_\gamma = \frac{V_\gamma}{\omega I_\delta}$$

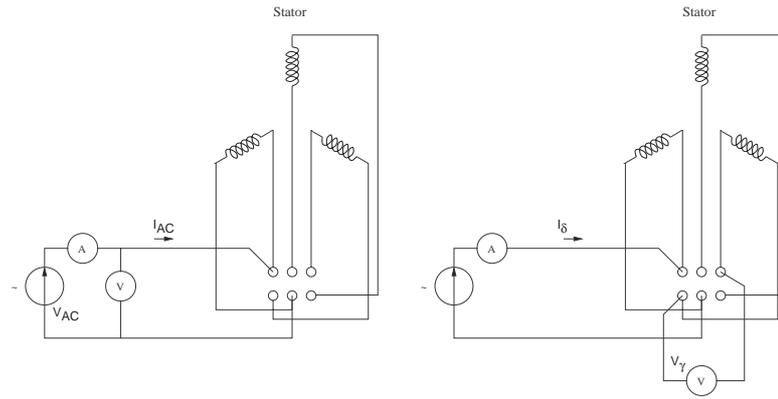


FIG. C.14 – Mesures des inductances et mutuelles statoriques

**Remarque C.3** Cette technique est parfaitement applicable dans le cas où les deux bornes de la phase  $\gamma$  sont accessibles. Or, ceci n'est pas le cas pour le rotor de la MADA car seules trois bornes sont accessibles via les bagues d'alimentation. Il sera donc nécessaire d'envisager une autre méthode pour la mesure de  $M_r$ , celle-ci étant réservée à la mutuelle statorique  $M_s$ .

Il n'est d'ailleurs même pas possible de séparer  $L_r$  et  $M_r$  dans le cas du rotor à cause de la relation entre les courants

$$i_A + i_B + i_C = 0$$

qui, dans tous les cas de figure, interdit la présence d'homopolaire susceptible d'“exciter” la direction propre  $T_{31}$  associée à l'inductance  $L_r + 2M_r$  dans l'équation aux flux (4.2b) que l'on rappelle ici (en l'absence des courants statoriques)

$$(\psi_{3r}) = (L_{rr}) (i_{3r})$$

En décomposant suivant les grandeurs de Concordia, il vient

$$\begin{cases} (\psi_{2r}) = L_{cr} (i_{2r}) \\ \psi_{or} = 0 \end{cases}$$

On ne peut donc espérer identifier que l'inductance cyclique rotorique  $L_{cr} = L_r - M_r$  en appliquant un système triphasé équilibré de tensions sur le rotor et en procédant ensuite de la même manière que pour le stator<sup>5</sup> (figure C.15).

**Remarque C.4** Dans le cas où les bobinages du stator ne seraient pas indépendants, la situation serait identique et on ne pourrait identifier que l'inductance cyclique statorique.

<sup>5</sup>On fait l'hypothèse d'un couplage en étoile des bobinages rotoriques. Cette hypothèse est valable même dans le cas où le couplage réel est en triangle mais il s'agit alors d'une étoile équivalente.

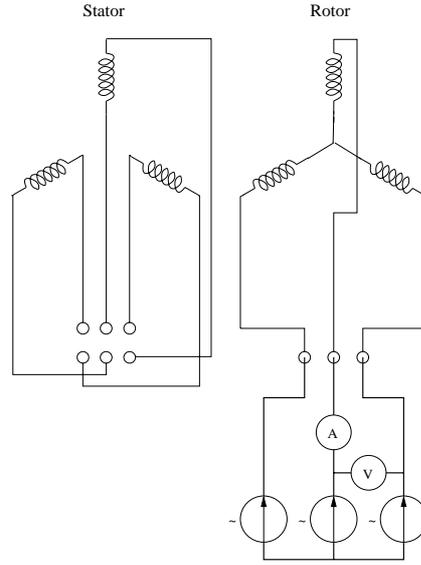


FIG. C.15 – Mesure de l'inductance cyclique rotorique

### C.6.3 Mesure de la mutuelle de couplage stator/rotor

Pour le couplage stator/rotor, la situation est semblable à celle d'un transformateur (en particulier à l'arrêt). On alimente le stator par un système triphasé équilibré de tensions qui va donner naissance à un système triphasé équilibré de courants statoriques ( $i_{3s}$ ) que l'on peut mettre sous la forme

$$(\mathbf{i}_{3s}) = I_s \sqrt{2} C_{32} P (\omega_s - \varphi_{is}) \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix} = I_s \sqrt{3} T_{32} P (\omega_s - \varphi_{is}) \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (\text{C.3})$$

En laissant ouvert le circuit rotorique, on impose des courants nuls, c'est-à-dire  $(i_{3r}) = (0 \ 0 \ 0)^t$ . Ceci conduit à une simplification des équations aux tensions et aux flux rotoriques :

$$\begin{cases} (\psi_{3r}) = (M_{rs}) (\mathbf{i}_{3s}) \\ (\mathbf{v}_{3r}) = \frac{d}{dt} (\psi_{3r}) \end{cases} \quad (\text{C.4})$$

Or, nous travaillons avec le rotor à l'arrêt, nous avons donc

$$\begin{cases} \Omega = 0 \\ \theta = \theta_0 = c^{te} \end{cases} \quad (\text{C.5})$$

En s'appuyant sur la factorisation (4.19) de la matrice  $(M_{rs})$ , on peut alors écrire

$$(\mathbf{v}_{3r}) = \frac{3M_0}{2} \cdot T_{32} \cdot P(-p\theta_0) \cdot T_{32}^t \omega_s I_s \sqrt{3} T_{32} P \left( \omega_s - \varphi_{is} + \frac{\pi}{2} \right) \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (\text{C.6})$$

et après simplification, il vient

$$\begin{aligned} (\mathbf{v}_{3r}) &= \frac{3M_0}{2} \omega_s I_s \sqrt{3} T_{32} P \left( \omega_s - \varphi_{is} - p\theta_0 + \frac{\pi}{2} \right) \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix} \\ &= M \omega_s I_s \sqrt{2} C_{32} P \left( \omega_s - \varphi_{is} - p\theta_0 + \frac{\pi}{2} \right) \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (\text{C.7})$$

On constate donc que les amplitudes des tensions rotoriques sont indépendantes de la position  $\theta_0$  (seule la phase est influencée). On pourra donc évaluer la mutuelle  $M$  par une simple mesure de la tension entre phases rotoriques et du courant absorbé sur une phase statorique (figure C.16).

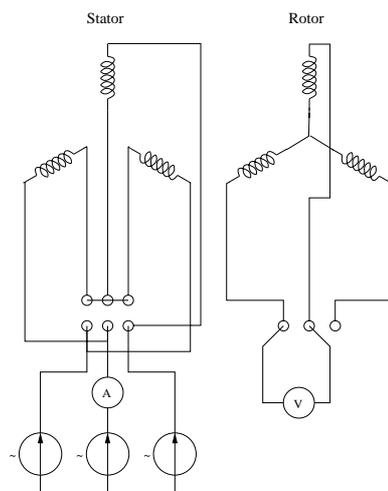


FIG. C.16 – Mesure de la mutuelle  $M = 3M_0/2$  de couplage stator/rotor

Avec ce dernier paramètre, nous avons complété la liste des éléments nécessaires à notre modèle. Mais il ne faut pas oublier que dans le système réel, les rotors des deux machines seront couplés ensemble, rendant les mesures des grandeurs rotoriques (tensions et courants) impossibles. Il sera donc nécessaire d’analyser par la suite le problème de l’identification des paramètres de la cascade complète.

## C.7 Autres machines

Les machines étudiées, bien qu’utilisées pour les essais expérimentaux, ne sont pas totalement représentatives de l’application visée, à savoir la génération d’énergie électrique (réseau de bord d’avion, microcentrale électrique). Il est possible d’ajouter à notre “base de données” les informations issues de [KAT 03] pour une microcentrale hydroélectrique. Les machines présentées dans cet article (2 machines identiques) sont utilisées pour réaliser un générateur connecté au réseau. Des valeurs de paramètres sont fournies dans le texte :

- Nombre de paires de pôles :  $p = 2$
- Résistance statorique :  $R_s = 1.154 \Omega$
- Résistance rotorique :  $R_r = 1.24 \Omega$
- Inductance de fuite statorique :  $l_s = 31.5 \text{ mH}$
- Inductance de fuite rotorique :  $l_r = 28.6 \text{ mH}$
- Inductance mutuelle :  $M_{sr} = 1324 \text{ mH}$

Il s’agit alors de traiter ces données pour les ramener dans le cadre de notre “vocabulaire” avec nos propres paramètres de modèle. En fait, ces paramètres correspondent à ceux attendus classiquement par les logiciels de simulation spécialisés. La documentation [PSIM 03] du logiciel PSIM<sup>6</sup> fournit toutes les informations utiles à ce sujet et nous permet d’écrire

- Inductance cyclique statorique :  $L_{cs} = l_s + \frac{3M_{sr}}{2} = 2017.5 \text{ mH}$
- Inductance cyclique rotorique :  $L_{cr} = l_r + \frac{3M_{sr}}{2} = 2014.6 \text{ mH}$
- Mutuelle de Concordia :  $M = \frac{3M_{sr}}{2} = 1986 \text{ mH}$

**Remarque C.5** Pour information, la puissance fournie par le générateur étudié dans l’article est d’environ 400 kW, ce qui dans la gamme de puissance visée avec ce type de générateur constitue une

<sup>6</sup>téléchargeable gratuitement en version d’évaluation à l’adresse [www.powersimtech.com](http://www.powersimtech.com).

*limite haute. Dans le cas d'un générateur d'avion, on peut fixer comme base de travail une puissance inférieure ou égale à 100 kW comme dans [ORT 84].*

# Bibliographie

- [ABO 01a] *Harmonic compensation using advanced electric machines*, M. T. ABOLHASSANI, H. A. TOLİYAT, P. ENJETI, in Proc. IEEE-IEMDC'01 Conf., pp. 1388-1393, Cambridge, USA, June 2001.
- [ABO 01b] *Harmonic compensation using advanced electric machines*, M. T. ABOLHASSANI, H. A. TOLİYAT, P. ENJETI, in Proc. IEEE-IECON'01 Conf., pp. 1388-1393, Denver, USA, Nov. 2001.
- [ABO 03] *Stator flux control of an integrated alternator/Active filter for wind power applications*, M. T. ABOLHASSANI, H. A. TOLİYAT, P. ENJETI, in Proc. IEEE-IEMDC'03 Conf., pp. 1388-1393, Madison, USA, June 2003.
- [AKE 00] *Electrical machine with double excitation especially a motor vehicle alternator*, A. D. AKEMAKOU, S. K. PHOUNSOMBAT, Nov. 14, 2000, US Patent 6, 147, 429.
- [ALI 05] *Analyse et commande d'un système de génération électrique pour réseau de bord d'avion basé sur une machine synchrone à double excitation*, M. ALIANE, Mémoire de Master Recherche MR2-SESP, ENS de Cachan, Juin 2005.
- [AMA 02] *Contribution à la conception et à la commande des machines synchrones à double excitation – Application au véhicule hybride*, Y. AMARA, Thèse de Doctorat, Université Paris XI, Cachan, 21 Déc. 2001.
- [AMA 03] *Hybrid excitation synchronous alternator on diode rectifier with a resistive load*, Y. AMARA, A. H. BEN AHMED, E. HOANG, L. VIDO, M. GABSI, M. LÉCRIVAIN, in Proc. European Power Electronics EPE'05 Conf., CD-ROM, Toulouse, France, Sept. 2003.
- [APK 95] *Self-scheduled  $\mathcal{H}_\infty$  Control of Linear Parameter-varying Systems : a design example*, Pierre APKARIAN, Pascal GAHINET, Greg BECKER, Automatica, Vol. 31, No.9, pp. 1251-1261, 1995.
- [ATK 00] *Vector Control of Cascaded Induction Motors*, D. ATKINSON, B. HOPFENSBERGER, in Proc. Advances in Induction Motor Control IEE Seminar, Ref. No. 2000/072, pp. 4/1-4/6, May 2000.
- [BAS 03a] *Modelling and Steady-state performance analysis of a Brushless Doubly Fed Twin Stator Induction Generator*, Duro BASIC, Jian Guo ZHU, Gerard BOARDMAN, in Proc. AUPEC'02 Conf., Melbourne, Septembre-Octobre 2002.
- [BAS 03] *Transient Performance Study of a Brushless Doubly Fed Twin Stator Induction Generator*, Duro BASIC, Jian Guo ZHU, Gerard BOARDMAN, IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 18, No.3, pp. 400-408, Septembre 2003.
- [BON 04] *Modèles dynamiques des systèmes en génie électrique*, Y. BONNASSIEUX, E. LAROCHE, M. F. BENKHORIS, J.-P. LOUIS, Modélisation des machines électriques en vue de leur commande : Concepts généraux (Traité EGEM, série Génie Electrique), pp. 55-102, Hermès, Lavoisier, ISBN 2-7462-0916-0, 2004.

- [BOU 00] *Macro-modélisation pour les convertisseurs électromécaniques : application à la commande des machines électriques*, Alain BOUSCAYROL, Revue Internationale de Génie Electrique, Vol. 3, No. 2, pp. 257-282, Juin 2000.
- [BOU 03a] *Structure de commande des systèmes multimachines-multiconvertisseurs*, A. BOUSCAYROL, B. DAVAT, B. ESCANÉ, B. DE FORNEL, B. FRANCOIS, D. HADIOUCHE, J.-P. HAUTIER, J.-P. MARTIN, F. MEYBODY-TABAR, E. MONMASSON, V. DE OLIVERA, R. PEÑA-EGUILUZ, J. PIERQUIN, M. PIETRZAK-DAVID, H. RAZIK, E. SEMAIL, Revue Internationale de Génie Electrique, Vol. 6, No. 3-4/2003, pp. 325-350, Oct. 2003.
- [BOU 03b] *Formalismes de représentation et de commande appliqués aux systèmes électromécaniques multimachines-multiconvertisseurs*, A. BOUSCAYROL, Habilitation à Diriger des Recherches, Université des Sciences et Technologies de Lille, 2003.
- [CAR 95] *Modélisation et commande de la machine asynchrone*, Jean-Pierre CARON, Jean-Paul HAUTIER, Editions Technip, 1995.
- [CHA 04] *Commandes vectorielles sans capteurs des machines asynchrones*, C. CHAIGNE, E. ETIEN, Revue 3EI, No. 37, pp. 6-14, Juin 2004.
- [CHA 05] *Commande vectorielle sans capteurs des machines asynchrones*, C. CHAIGNE, E. ETIEN, S. CAUET, L. RAMBAULT, Ouvrage, pp. 336, Ed. Hermès, sous la direction de J.-C. Sabonnadière, Août 2005.
- [COU 00] *Comparaison des réseaux alternatifs et continus du point de vue de leur stabilisation – régimes transitoires, pollutions harmoniques*, Jacques COURAULT, Revue d'Electricité et de l'Electronique, No. 9, pp.67-82, Octobre 2000.
- [DEV 05] *Application des machines à réluctance variable pour alterno-démarrreur automobile*, A. DE VRIES, Thèse de Doctorat, ENS de Cachan, Cachan, Déc. 2005.
- [ELB 96] *Potential Starter/Generator Technologies for Future Aerospace Applications*, M. E. ELBULUK, M. D. KANKAM, IEEE AES Systems Magazine, Vol. 11, No. 10, pp. 17-24, Oct. 1996.
- [EMA 00] *Aircraft Power Systems : Technology, State of the Art, and Future Trends*, A. EMADI, M. EHSANI, IEEE AES Systems Magazine, Vol. 15, No. 1, pp. 28-32, January 2000.
- [ESS 00] *Resonant controller based power control of an inverter-transformer association in a wind generator*, M. ESSELIN, B. ROBYNS, F. BERTHEREAU, J.-P. HAUTIER, Electromotion, Vol. 7, No. 4, pp. 185-190, 2000.
- [ETI 06] *Adaptive Speed Observers for Sensorless Control of Induction Motors : a New Criterion of Stability*, E. ETIEN, N. BENSIALI, C. CHAIGNE, G. CHAMPENOIS, International Review of Electrical Engineering, Feb. 2006.
- [FEI 94] *Power Electronics Transforms Aircraft Systems*, J. A.. FEINER, in Proc. WESCON'94, pp. 166-171, Anaheim, USA, Sept. 1994.
- [GAB 02] *Rotor pour machine électrique tournante à double excitation équipée de dents radiales*, M. GABSI, M. LÉCRIVAIN, L. VIDO, F. CHABOT, Demande de Brevet FR 0213552, Oct. 2002.
- [GRE 04] *Extension de la transformation de Park aux moteurs synchrones à distribution de champ non sinusoïdale*, D. GRENIER, G. STURTZER, D. FLIELLER, J.-P. LOUIS, Modèles pour la commande des actionneurs électriques (Traité EGEM, série Génie Electrique), pp. 149-184, Hermès, Lavoisier, ISBN 2-7462-0917-9, 2004.
- [HAD 99] *Comparison of different motor types for electric vehicle applications*, J. R. HADJIMINAGLOU, G. HENNEBERGER, EPE Journal, Vol. 8, No. 3-4, Sept. 1999.
- [HAU 95] *Le graphe informationnel causal, outil de modélisation et de synthèse des commandes des processus électromécaniques*, Jaul-Paul HAUTIER, Jean FAUCHER, Bulletin de l'Union des Physiciens, No. 785, Cahier Spécial de l'Enseignement Supérieur 1996, pp. 167-189, 1995.

- [HAU 99] *Convertisseurs statiques, Méthodologie causale de modélisation et de commande*, Jaul-Paul HAUTIER, Jean-Pierre CARON, Editions Technip, 1999.
- [HAU 04] *Propriétés dynamiques de la machine à courant continu. Modèles directs et inverses*, J.-P. HAUTIER, Modèles pour la commande des actionneurs électriques (Traité EGEM, série Génie Electrique), pp. 29-53, Hermès, Lavoisier, ISBN 2-7462-0917-9, 2004.
- [HEN 94] *Design and test permanent magnet synchronous motor with auxiliary excitation winding for electric vehicle application*, G. HENNEBERGER, J. R. HADJI-MINAGLOU, R. C. CIORBA, European Power Electronics Chapter Symposium, pp. 645-649, Oct. 1994.
- [HOP 99] *Stator flux oriented control of a cascaded doubly-fed induction machine*, B. HOPFENSBERGER, D. AKLINSON, R. A. LAKIN, IEE Proceedings Electronics and Power Applications, Vol. 146, No. 6, pp. 597-605, Nov. 1999.
- [HOP 00a] *Combinated magnetizing flux oriented control of the cascaded doubly-fed induction machine*, B. HOPFENSBERGER, D. AKLINSON, R. A. LAKIN, IEE Proceedings Electronics and Power Applications, Vol. 148, No. 4, pp. 354-362, July 2000.
- [HOP 00b] *The Application of field oriented control to a cascaded doubly-fed induction machine*, B. HOPFENSBERGER, D. AKLINSON, R. A. LAKIN, in Proc. IEE Conference Power Electronics and Variable Speed Drives, No. publication 475, pp. 262-267, 18-19 Sept. 2000.
- [HOP 01] *Doubly-fed a.c. machines : classification and comparison*, B. HOPFENSBERGER, in Proc. EPE'01 Conf., CD-ROM, Graz, Autriche, Août 2001.
- [IWA 04a] *Simple autonomous sensorless generation system with wound induction machine*, G. IWANSKI, W. KOCZARA, in Proc. IECON'04 conf., Vol. 2, pp. 929-934, Busan, Korea, Nov. 2004.
- [IWA 04b] *Sensorless stand-alone variable speed system for distributed generation*, G. IWANSKI, W. KOCZARA, in Proc. PESC'04 conf., CD-ROM, Vol. 3, pp. 1915-1921, Aachen, Germany, June 2004.
- [IWA 04c] *Island operation of the variable speed induction generator*, G. IWANSKI, W. KOCZARA, in Proc. IPEMC'04 conf., pp. 896-901, Xian, China, Aug. 2004.
- [IWA 05] *Sensorless direct voltage control method for stand-alone slip-ring induction generator*, G. IWANSKI, W. KOCZARA, in Proc. European Power Electronics EPE'05, CD-ROM, Dresden, Germany, Sept. 2005.
- [KAT 03] *Small-scale hydropower*, Shinji KATO, Nobukazu HOSHI, Kuniomi OGUSHI, IEEE Industry Applications magazine, vol. 9, No.4, pp. 32-38, Juillet-Août 2003.
- [KES 03] *Modélisation vectorielle Multimachine pour la commande des ensembles convertisseurs-machines polyphasés*, X. KESTELYN, Thèse de doctorat de l'USTL, L2EP, Lille, Décembre 2003.
- [KHA 03] *Control of a Doubly Fed Induction Generator for Aircraft Application*, F. KHATOUNIAN, E. MONMASSON, F. BERTHEREAU, E. DELALEAU, J.P. LOUIS, in Proc. IEEE-IECON'03 Conf., pp. 2711-2716, Roanoke, Etats-Unis, Novembre 2003.
- [KHA 04] *Design of an Output LC Filter for a Doubly Fed Induction Generator Supplying Non-linear Loads for Aircraft Applications*, F. KHATOUNIAN, E. MONMASSON, F. BERTHEREAU, J.P. LOUIS, in Proc. IEEE-ISIE'04 Conf., Ajaccio, France, Mai 2004.
- [KHO 04] *Rotor flux oriented control of a doubly-fed induction machine*, S. KHOJET EL KHIL, I. SLAMA-BELKHODJA, M. PIETRZAK-DAVID, B. DE FORNEL, in Proc. EPE-PEMC'04 Conf., CD-ROM, Riga, Latvia, Sept. 2004.
- [KRI 91] *A Comparative Study of Various Motor Drive Systems for Future Aerospace Applications*, R. KRISHNAN, A. S. BHARADWAJ, in Proc. IEEE-IAS'91 Conf., Dearborn, USA, Oct. 1991.

- [LAG 49] *Les moteurs à courants alternatifs*, L. LAGRON, Dunod, 1949.
- [LAN 06] *Conception d'un réseau de secours électrique pour l'aéronautique*, O. LANGLOIS, Thèse de Doctorat, INPT, Toulouse, Juin 2006.
- [LAR 02] *Erreur d'estimation des paramètres de la machine asynchrone. Comparaison de modèle en régime permanent sinusoïdal*, E. LAROCHE, C. DURIEU, J.-P. LOUIS, Journal Européen des Systèmes Automatisés (JESA), Vol. 36, No. 3, pp. 481-496, 2002.
- [LEM 04] *Extension de la transformation de Park aux machines asynchrones en régime saturé*, B. LEMAIRE-SEMAIL, J.-P. LOUIS, F. BOUILLAULT, Modèles pour la commande des actionneurs électriques (Traité EGEM, série Génie Electrique), pp. 317-330, Hermès, Lavoisier, ISBN 2-7462-0917-9, 2004.
- [LEV 96] *The Control Handbook*, W. S. LEVINE, Electrical Engineering Handbook Series, Vol. 6, CRC Press/IEEE Press, 1996.
- [LOU 04a] *Modélisation des machines électriques en vue de leur commande : Concepts généraux* (Traité EGEM, série Génie Electrique), sous la direction de J.-P. LOUIS, Hermès, Lavoisier, ISBN 2-7462-0916-0, 2004.
- [LOU 04b] *Modèles pour la commande des actionneurs électriques* (Traité EGEM, série Génie Electrique), sous la direction de J.-P. LOUIS, Hermès, Lavoisier, ISBN 2-7462-0917-9, 2004.
- [MAS 53] *Feedback theory : Some properties of signal flow graphs*, S. J. MASON, in Proc. IRE, No. 41, pp. 1144-1156, 1953.
- [MAS 56] *Feedback theory : Further properties of signal flow graphs*, S. J. MASON, in Proc. IRE, No. 44, pp. 920-926, 1956.
- [MON 01] *Extension of DTC concept*, E. MONMASSON, A. A. NAASSANI, IEEE Transaction on Industrial Electronics, vol.48, No.3, pp. 715-717, Juin 2001.
- [MOR 04] *Commande hybride à fréquence de modulation constante pour une machine synchrone à aimants permanents*, F. MOREL, in Proc. JCGE'04, pp. 313-318, Montpellier, France, Juin 2004.
- [MUL 02] *Doubly-fed induction generator systems for wind turbines*, S. MULLER, R.W. DE DONCKER, IEEE Industry Magazine, vol.8, No.3, pp. 26-33, Mai-Juin 2002.
- [NAA 01] *Contrôle direct du couple et du flux d'une machine asynchrone – Essai de synthèse au moyen de la théorie du mode de glissement*, A. A. NAASSANI, Thèse de Doctorat, ENS de Cachan, Cachan, Juin 2001.
- [OLI 04] *Finite-Element Analysis of a Double-Winding Induction Motor With a Special Rotor Bars Topology*, M. OLIVEIRA, P. KUO-PENG, N. SADOWSKI, F. RUNCOS, R. CARLSON, P. DULAR, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 40, No. 2, Mars 2004.
- [ORT 84] *Control of cascaded doubly fed machines for generator applications*, Thomas ORTMEYER, William U. BORGER, IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-103, No.9, pp. 2564-2571, Septembre 1984.
- [PAT 04] *Modélisation et commande d'un générateur de bord d'avion basé sur la mise en cascade de deux machines asynchrones à double alimentation*, N. PATIN, Mémoire de DEA de Génie Electrique, ENS de Cachan, Juin 2004.
- [PAT 05a] *Cascaded doubly-fed induction generator – State-space modelling and performance analysis*, N. PATIN, J.-P. LOUIS, E. MONMASSON, in Proc. Electrimacs'04, CD-ROM, Hammamet, Tunisie, Avril 2005.
- [PAT 05b] *Control of a cascaded doubly-fed induction generator supplying linear and non-linear loads on isolated grid*, N. PATIN, E. MONMASSON, J.-P. LOUIS, in Proc. Electromotion'05, CD-ROM, Lausanne, Suisse, Sept. 2005.

- [PAT 05c] *Analysis and control of a cascaded doubly-fed induction generator*, N. PATIN, E. MONMASON, J.-P. LOUIS, in Proc. IEEE IECON'05, CD-ROM, Raleigh, North Carolina, USA, Nov. 2005.
- [PAT 06a] *Control of a DC generator based on a Hybrid Excitation Synchronous Machine connected to a PWM rectifier*, N. PATIN, L. VIDO, E. MONMASON, J.-P. LOUIS, in Proc. IEEE ISIE'05, CD-ROM, Montréal, Canada, July 2005.
- [PAT 06b] *Control of a stand-alone variable speed constant frequency generator based on a doubly-fed induction generator*, N. PATIN, E. MONMASON, J.-P. LOUIS, EPE Journal, *Accepté, A paraître*.
- [PAY 61] *Analysis and design of engineering systems*, H. PAYNTER, MIT Press, 1961.
- [PEN 96a] *Doubly-fed induction generator using back-to-back PWM converters and its application to variable speed wind-energy generation*, R. PENA, J. C. CLARE, G. M. ASHER, IEE Proceedings Electronics and Power Applications, Vol. 143, No. 3, pp. 231-241, May 1996.
- [PEN 96b] *A doubly-fed induction generator using back-to-back PWM converters supplying an isolated load from a variable speed wind turbine*, R. PENA, J. C. CLARE, G. M. ASHER, IEE Proceedings Electronics and Power Applications, Vol. 143, No. 5, pp. 380-387, Sept. 1996.
- [PER 04] *Automotive Power Generation and Control*, D. J. PERREAULT, V. CALISKAN, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 19, No. 3, pp. 618-629, May 2004.
- [PIC 65] *Cours d'électrotechnique, Fascicule 2 – Machines asynchrones*, J. PICHOR, Masson et C<sup>ie</sup>, 196
- [PSIM 03] *PSIM User Manual*, POWERSIM INC., [www.powersimtech.com](http://www.powersimtech.com), pp. 45-48, Juillet 2003.
- [QUI 93] *More Electric Aircraft*, R.E. QUIGLEY, in Proc. 1993 IEEE Applied Power Electronics Conf., pp. 906-911, San Diego, USA, March 1993.
- [STU 02] *Extension of the Park's Transformation Applied to Non-Sinusoidal Saturated Synchronous Motors*, G. STURTZER, D. FLIELLER, J.-P. LOUIS, EPE Journal, Vol. 12, No. 3, Août 2002, pp. 16-20.
- [RAM 00] *Machine généralisée alimentée par deux convertisseurs – Contribution à l'étude et à la commande avec et sans capteur*, D. RAMUZ, Thèse de Doctorat, Université de Franche-Comté, 2000.
- [RET 04] *New Control for a Synchronous Machine, the Hybrid Control*, J.-M. RÉTIF, X. LIN-SHI, A. LHOR, in Proc. International Power Electronics and Motion Control Conference EPE PEMC'05, CD-ROM, Riga, Latvia, Sept. 2004.
- [ROB 01a] *Equivalent continuous dynamic model of a variable speed wind generator*, B. ROBYNS, M. NASSER, F. BERTHEREAU, F. LABRIQUE, Electromotion, Vol. 8, No. 4, pp. 202-208, 2000.
- [ROB 01b] *Design in Electrical Engineering using Bond-graphs, "a System viewpoint"*. X. ROBOAM, IEEE IES Newsletter, pp. 7-10, June 2001.
- [ROU 00] *Modeling of hybrid electric vehicles using gyrator theory : application to design*, J.-Y. ROUTEX, S. GAY-DESHARNAIS, M. EHSANI, in Proc. IEEE-VTC'2000 Conf., Vol. 5, pp. 2090-2094, Boston, USA, Sept. 2000.
- [RUN 04] *Performance Analysis of a Brushless Doubly Fed Cage Induction Generator*, F. RUNCOS, R. CARLSON, A. M. OLIVEIRA, P. KUO-PENG, N. SADOWSKI, Nordic Wind Power Conference, Chalmers University of Technology, Mars 2004.
- [SAL 04] *Rotor flux oriented control of a doubly-fed induction machine*, G. SALLOUM, R. GHOSN, M. PIETRZAK-DAVID, in Proc. EPE-PEMC'04 Conf., CD-ROM, Riga, Latvia, Sept. 2004.

- [SEM 00] *Outils et méthodologie d'étude des systèmes électriques polyphasés. Généralisation de la méthode des vecteurs d'espace*, E. SEMAIL, Thèse de doctorat de l'USTL, L2EP, Lille, Juin 2000.
- [SEM 03] *Vectorial formalism for analysis and design of polyphase synchronous machines*, E. SEMAIL, A. BOUSCAYROL, J.-P. HAUTIER, European Physics Journal – Applied Physics, Vol. 22, No. 3, pp. 207-221, Juin 2003.
- [SEM 04] *Propriétés vectorielles des systèmes électriques triphasés*, E. SEMAIL, J.-P. LOUIS, G. FELD, Modélisation des machines électriques en vue de leur commande : Concepts généraux (Traité EGEM, série Génie Electrique), pp. 181-246, Hermès, Lavoisier, ISBN 2-7462-0916-0, 2004.
- [TAP 03] *Consequent-pole permanent magnet machine with extended field-weakening capabilities*. J. A. TAPIA, F. LEONARDI, T. A. LIPO, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 32, No. 6, Nov./Dec. 2003.
- [TNA 95] *Novel control strategy of doubly-fed induction machines*, S. TNANI, S. DIOP, S. R. JONES, A. BERTHON, in Proc. EPE'95 Conf., pp. 2711-2716, Sevilla, Spain, Sept. 1995.
- [VIC 99a] *Doubly-fed Induction Motor Differential Cascade, Part I - Configuration and analysis in the steady state*. M. S. VICATOS, J. A. TEGOPOULOS, IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 14, No.3, pp. 361-366, Septembre 1999.
- [VIC 99b] *Doubly-fed Induction Motor Differential Cascade, Part II - Verification by test*. M. S. VICATOS, J. A. TEGOPOULOS, IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 14, No.3, pp. 367-372, Septembre 1999.
- [VID 03] *Efficiency of Alternators debiting on Diode Bridge with a Constant Voltage Load*, L. VIDO, Y. AMARA, A. H. BEN AHMED, E. HOANG, M. GABSI, M. LÉCRIVAIN, in Proc. Electro-motion'03, Vol. 10, No. 2, pp. 311- 316, Marrakech, Maroc, 2003.
- [VID 03] *Stator flux oriented control of a doubly-fed induction machine*, P.-E. VIDAL, M. PIETRZAK-DAVID, B. DE FORNEL, in Proc. EPE'03 Conf., CD-ROM, Toulouse, France, Sept. 2003.
- [VID 04a] *Commande non-linéaire d'une machine asynchrone à double alimentation*, P.-E. VIDAL, Thèse de Doctorat, INPT, Toulouse, Déc. 2004.
- [VID 04b] *Etude d'actionneurs électriques à double excitation destinés au transport – Dimensionnement de structures synchrones*, L. VIDO, Thèse de Doctorat, ENS de Cachan, Cachan, Déc. 2004.
- [WEI 93] *Electrical Power Technology for the More Electric Aircraft*, J. A. WEIMER, in Proc. IEEE 12<sup>th</sup> Digital Avionics Systems Conf., pp. 445-450, Fort Worth, USA, Oct. 1993.
- [ZHO 99] *Regulation and design issues of a PWM three-phase rectifier*. D. ZHOU, D. ROUAUD, in Proc. IEEE-IECON'99, Vol. 1, pp. 485-489, Nov. 1999.