

50376
1998
225

N° d'ordre **2407**

THESE

présentée à

L'UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNOLOGIES DE LILLE

en vue d'obtenir le titre de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE

Spécialité : **GENIE ELECTRIQUE**

par

Freddy VANDECASTEELE

Ingénieur de l'Ecole Centrale de Lille

Alimentation optimisée d'une machine asynchrone diphasée à commande vectorielle

soutenue le 9 décembre 1998, devant la commission d'examen :

MM.	JP. LOUIS	Rapporteur
	S. BACHA	Rapporteur
	R. BAUSIERE	Président du jury
	JP. CARON	Examineur
	JP. HAUTIER	Directeur de thèse
	X. GUILLAUD	Examineur
	B. ROBYNS	Examineur

SCD LILLE 1



D 030 258560 4

Jan 20 - 21 79

50376
1998
235

AVANT PROPOS



Avant propos

Le travail présenté dans ce mémoire s'est déroulé au sein de l'équipe commande du Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique de Puissance de Lille.

*Je remercie Monsieur **J.-P. Louis**, Professeur à l'Ecole Normale Supérieure de Cachan, directeur du LESiR, et Monsieur **S. Bacha**, Maître de Conférences HDR à l'Ecole Nationale Supérieure d'Ingénieurs Electriciens de Grenoble, pour l'honneur qu'ils m'ont fait en acceptant d'être rapporteurs de ce travail malgré leurs nombreuses activités.*

*Je remercie Monsieur **R. Bausière**, Professeur à l'Université des Sciences et Technologies de Lille, d'avoir accepté d'être le Président du Jury et pour avoir examiné mon travail.*

*Je remercie vivement Monsieur **J.-P. Hautier**, Professeur à l'Ecole Nationale des Arts et Métiers de Lille, pour avoir dirigé ces travaux de recherche.*

*Je remercie Monsieur **J.-P. Caron**, Professeur agrégé HC, et Monsieur **B. Robyns**, enseignant-chercheur à l'Ecole des Hautes Etudes Industrielles de Lille, d'avoir bien voulu examiné ce travail.*

*Je tiens à exprimer ma gratitude envers **X. Guillaud**, Maître de Conférences à l'Ecole Nationale Supérieure des Arts et Métiers, pour tout le temps qu'il m'a consacré et pour sa grande disponibilité.*

Je remercie l'ensemble de l'équipe du Laboratoire de Génie Electrique et des Systèmes de l'ENSAM de Lille ainsi que le Laboratoire d'Automatique pour leur aide et leur sympathie.

*Je ne peux oublier les nombreux mémorants issus de la filière d'ingénieurs du CNAM. Je remercie tout particulièrement **B. Millan, O. Alexandre** et **F. Lippenoo**.*

*Enfin, ma plus grande reconnaissance va à mon épouse **Laurence** qui au cours de ces quelques années, a fait preuve de beaucoup de patience et sans qui, rien n'aurait été pareil.*

TABLE DES MATIERES

Table des matières

INTRODUCTION GENERALE	1
CHAPITRE I - LA MACHINE ASYNCHRONE DIPHASEE.....	5
I.1 - Introduction	6
I.2 - La machine asynchrone diphasée.....	7
<i>I.2.1 - Constitution de la machine asynchrone diphasée.....</i>	<i>8</i>
<i>I.2.2 - Modélisation dynamique du moteur asynchrone diphasé.....</i>	<i>9</i>
I.2.2.1 - Equations générales du moteur asynchrone diphasé dans le repère naturel des enroulements	9
I.2.2.2 - Equations du moteur asynchrone diphasé dans le repère (d,q).....	11
A - Machine asynchrone diphasée dissymétrique	11
B - Machine asynchrone diphasée symétrique.....	13
I.2.2.3 - Equations du moteur asynchrone diphasé dans le repère des enroulements statoriques	16
I.2.2.4 - Graphe informationnel causal du moteur asynchrone diphasé dans le repère diphasé (α,β)	20
<i>I.2.3 - Identification des paramètres de la machine asynchrone diphasée.....</i>	<i>21</i>
<i>I.2.4 - Etude du champ tournant.....</i>	<i>26</i>
I.2.4.1 - Enroulement concentré dans une seule encoche	26
I.2.4.2 - Enroulement réparti suivant une distribution spatiale sinusoïdale	28
I.2.4.3 - Enroulement parcouru par un courant sinusoïdal	29
I.2.4.4 - Enroulements diphasés parcourus par des courants en quadrature (machine asynchrone diphasée).....	30
I.2.4.5 - Obtention d'un champ tournant circulaire.....	32
I.2.4.6 - Effet sur le couple électromagnétique.....	33
I.3 - Conclusion	35
CHAPITRE II - ALIMENTATION DU MOTEUR ASYNCHRONE DIPHASE	36
II.1 - Introduction	37
II.2 - Le convertisseur 3/2.....	38
<i>II.2.1 - Organisation fonctionnelle.....</i>	<i>39</i>
<i>II.2.2 - Etablissement du modèle de connaissance.....</i>	<i>40</i>
II.2.2.1 - Modélisation du bloc discontinu.....	40
II.2.2.2 - Modélisation du bloc continu	42
II.2.2.3 - Description informationnelle du modèle de connaissance homogénéisé.....	43
<i>II.2.3 - Elaboration de la commande du convertisseur</i>	<i>44</i>
II.2.3.1 - Concepts de modèle inverse	44

II.2.3.2 - Détermination de la commande	45
II.3 - Le générateur de connexions	48
II.3.1 - Méthode 1 : commutation à rapport cyclique constant du bras de référence	51
II.3.1.1 - Principe de la méthode	51
II.3.1.2 - Résultats de simulation	51
II.3.2 - Méthode 2 : tri des fonctions génératrices de conversion	53
II.3.2.1 - Principe de la méthode	53
II.3.2.2 - Résultats expérimentaux	58
II.3.3 - Méthode 3 : inversion de la matrice de conversion	60
II.3.3.1 - Principe de la méthode	60
II.3.3.2 - Résultats expérimentaux	63
II.3.4 - Limitations	64
II.3.4.1 - Limitations imputables à la commande du convertisseur	65
II.3.4.2 - Limitations imputables au déséquilibre de la charge	65
A - Le déphasage θ est nul	67
B - Le déphasage θ est égal à $2\pi/3$	68
C - Le déphasage θ est égal à π	69
II.3.4.3 - Synthèse	70
II.4 - Conclusion	72
CHAPITRE III - STRATEGIE D'ASSERVISSEMENT DES COURANTS ALTERNATIFS	74
III.1 - Introduction	75
III.2 - Principe du correcteur résonnant	76
III.2.1 - Erreur harmonique d'un système asservi linéaire	76
III.2.2 - Structure du correcteur	77
III.2.3 - Critères pour le réglage	78
III.3 - Application au contrôle du courant dans une charge inductive	81
III.3.1 - Synthèse du correcteur	82
III.3.1.1 - Calcul des coefficients	82
III.3.1.2 - Comportement en asservissement	82
III.3.1.3 - Comportement en régulation	84
III.3.2 - Analyse de la robustesse	87
III.3.2.1 - Lieu des pôles généralisé	87
III.3.2.2 - Influence de L_s	88
III.3.2.3 - Influence de R_s	89

III.3.3 - <i>Fonctionnement en fréquence variable</i>	90
III.4 - Etude expérimentale du correcteur.....	93
III.4.1 - <i>Numérisation du correcteur</i>	93
III.4.2 - <i>Résultats expérimentaux obtenus dans le cas d'une charge (R_s, L_s)</i>	96
III.4.2.1 - Fonctionnement à fréquence fixe.....	96
III.4.2.2 - Robustesse par rapport à L_s	97
III.4.2.3 - Robustesse par rapport à R_s	97
III.4.2.4 - Variation de fréquence.....	98
III.5 - Application à la machine asynchrone diphasée.....	100
III.6 - Conclusion.....	103
CHAPITRE IV - COMMANDE VECTORIELLE DU MOTEUR ASYNCHRONE DIPHASE.....	104
IV.1 - Introduction.....	105
IV.2 - Commande vectorielle à flux rotorique orienté.....	106
IV.2.1 - <i>Calage du repère tournant (d, q) sur le vecteur flux rotorique</i>	106
IV.2.2 - <i>Elaboration de la commande</i>	110
IV.2.2.1 - Contrôle dans le repère (d, q).....	110
IV.2.2.2 - Contrôle dans le repère naturel des enroulements.....	115
IV.2.2.3 - Comparaison des commandes.....	117
IV.2.3 - <i>Application à la machine asynchrone diphasée déséquilibrée</i>	119
IV.2.3.1 - Identification de la machine asynchrone diphasée déséquilibrée à une machine équilibrée.....	119
IV.2.3.2 - Application de la commande vectorielle à une machine déséquilibrée.....	120
IV.2.3.3 - Résultats de simulation et expérimentaux.....	122
IV.2.4 - <i>Asservissement de vitesse de la machine asynchrone diphasée déséquilibrée</i>	125
IV.2.4.1 - Articulation générale de l'asservissement de vitesse.....	125
IV.2.4.2 - Boucle interne de vitesse.....	126
A - Calcul du correcteur de la boucle interne.....	126
B - Résultats expérimentaux.....	127
IV.2.4.3 - Boucle externe de vitesse.....	130
A - Calcul du correcteur de la boucle externe.....	130
B - Résultats expérimentaux.....	131
IV.3 - Conclusion.....	133
CHAPITRE V - ALIMENTATION ECONOMIQUE DU MOTEUR ASYNCHRONE DIPHASE ...	134
V.1 - Introduction.....	135

V.2 - Conception d'une structure économique.....	136
V.2.1 - Organisation fonctionnelle	136
V.2.2 - Etablissement d'un modèle de connaissance.....	136
V.2.2.1 - Modélisation du bloc discontinu	136
V.2.2.2 - Modélisation du bloc continu.....	137
V.2.2.3 - Description informationnelle du modèle de connaissance homogénéisé	138
V.2.3 - Elaboration de la commande du convertisseur.....	138
V.2.3.1 - Boucles de courant	138
V.3 - Contrôle des tensions aux bornes des condensateurs.....	141
V.3.1 - Asservissement des tensions aux bornes des condensateurs.....	141
V.3.1.1 - Bilan en puissance instantanée	142
V.3.1.2 - Bilan en puissance moyenne	143
V.3.1.3 - Modèle en puissance moyenne.....	144
V.3.1.4 - Elaboration de la commande.....	146
V.3.1.5 - Choix des correcteurs	147
V.3.1.6 - Filtrage des mesures	149
V.3.1.7 - Résultats de simulation.....	149
A - Premier essai	149
B - Deuxième essai	150
C - Troisième essai	152
V.3.2 - Régulation des tensions aux bornes des condensateurs	153
V.3.2.1 - Bilan en puissance instantanée	153
V.3.2.2 - Bilan en puissance moyenne	154
V.3.2.3 - Modèle en puissance moyenne.....	154
V.3.2.4 - Elaboration de la commande.....	156
V.3.2.5 - Filtrage des mesures	157
V.3.2.6 - Résultats de simulation.....	160
V.3.3 - Application à la machine asynchrone diphasée.....	163
V.3.3.1 - Organisation fonctionnelle.....	163
V.3.3.2 - Résultats de simulation.....	164
V.4 - Conclusion.....	167
CHAPITRE VI - REALISATION EXPERIMENTALE	168
VI.1 - Cahier des charges.....	169
VI.2 - Architecture matérielle.....	169

<i>VI.2.1 - Organisation fonctionnelle de la platine expérimentale</i>	169
<i>VI.2.2 - Modules fonctionnels</i>	171
VI.2.2.1 - L'armoire de puissance.....	171
A - Le convertisseur 3/2.....	171
B - Les cartes drivers.....	171
C - La carte optocoupleurs.....	172
D - La carte capteurs.....	172
E - La carte relais.....	173
VI.2.2.2 - Le rack.....	174
A - La carte timer.....	174
B - La carte modulateur.....	175
C - La carte drapeaux.....	177
D - La carte de Conversion Analogique Numérique.....	177
E - La carte de Conversion Numérique Analogique.....	177
F - Les cartes buffers.....	177
VI.2.2.3 - La carte émulateur.....	178
VI.2.2.4 - La carte support du processeur de signal.....	178
VI.3 - Organisation logicielle	178
<i>VI.3.1 - Architecture interne du processeur de signal ADSP-2181</i>	178
<i>VI.3.2 - Gestion des interruptions</i>	180
<i>VI.3.3 - Langage de programmation</i>	181
<i>VI.3.4 - Codification des nombres</i>	181
VI.4 - Programmation de l'algorithme de régulation	183
<i>VI.4.1 - Structure du programme</i>	183
<i>VI.4.2 - Exemple de programmation : le correcteur résonnant</i>	185
<i>VI.4.3 - Durée des procédures</i>	186
VI.5 - Conclusion	188
CONCLUSION GENERALE	189
BIBLIOGRAPHIE	192
ANNEXES	197
Annexe 1 - Routines de calcul du DSP 2181.....	198
Annexe 2 - Regard sur la réalisation expérimentale.....	201
Annexe 3 - Essai statique de K. UYEDA.....	205

INTRODUCTION GENERALE

Introduction générale

La machine asynchrone diphasée, plus connue sous le vocable de « monophasée » de par la nature de son alimentation, est affectée à des appareillages fonctionnant à vitesse constante comme le pompage, le broyage, les applications domestiques. Dans le domaine de la variation de vitesse, les applications sont peu nombreuses comparées à celles de la machine triphasée ; cette absence se justifie principalement par la qualité des procédés existants pour contrôler la vitesse de ce type de moteur. La solution la plus couramment adoptée consiste à garder une alimentation monophasée de la machine et à faire varier fictivement la valeur de la capacité du condensateur de service au moyen d'interrupteurs [LETTENMAIER, 91], [LIU, 95], [MULJADI, 93]. Intéressant sur le plan économique, ce procédé ne permet, hélas, qu'un contrôle en boucle ouverte de la vitesse et de plus, le couple électromagnétique reste fortement pulsatoire.

Une autre solution consiste à intercaler entre le réseau et la machine, un gradateur monophasé [BADAROU, 90]. Bien que la commande en boucle fermée soit envisageable, les problèmes relatifs aux vibrations de couple ne sont toutefois pas résolus. Une méthode visant à repousser les harmoniques de couple par la création d'harmoniques de courant permet de bien s'affranchir des vibrations causées par les formes d'onde générées par le gradateur [MANSOURI, 94] mais on conserve cependant le couple pulsatoire naturel de la machine.

Partant du constat que le meilleur moyen pour faire varier la vitesse de rotation d'une machine asynchrone, quelle qu'elle soit, est encore d'agir sur la fréquence des courants statoriques, certains auteurs ont choisis la solution des convertisseurs alternatifs-alternatifs. La machine toujours associée à son condensateur de service est alimentée par un changeur de fréquence [JULIAN, 95] ; la variation de vitesse obtenue est alors discrète et le contrôle toujours effectué en boucle ouverte.

Toutes ces commandes ont pour caractéristique commune de maintenir en service le condensateur mis en série avec la phase auxiliaire de la machine ; le retirer impose l'utilisation d'une alimentation séparée des enroulements statoriques. Bien qu'une solution à base de changeurs de fréquence ait été développée [SEURE, 86], la meilleure solution reste l'onduleur de tension diphasé. Avec cette configuration de puissance, l'application d'une commande scalaire et la suppression de la composante de couple pulsatoire sont possibles [WROBLEWSKI, 93], [COLLINS, 92], [KASTHA, 95]. Le contrôle en vitesse est dès lors de

bien meilleure qualité que les stratégies précédentes mais au détriment d'un coût d'équipement plus élevé.

La suite logique voudrait que l'on applique une stratégie de commande vectorielle à cette machine qui présente l'avantage d'être naturellement diphasée. Malheureusement, le déséquilibre des enroulements statoriques compliquent considérablement les équations et rend a priori délicat l'application d'une telle solution. Les travaux présents avaient pour objectif principal de proposer une solution à ce problème.

Dans le **chapitre I**, la modélisation de la machine asynchrone diphasée dissymétrique conduit à un modèle dynamique indispensable pour la simulation de la commande du processus. L'étude des forces magnétomotrices siégeant au sein de l'entrefer met à jour une loi sur les courants statoriques permettant de s'affranchir des pulsations du couple électromagnétique. L'équivalence du comportement de la machine dissymétrique avec une machine symétrique est alors démontrée.

Le **chapitre II** présente le convertisseur 3/2. L'outil Graphe Informationnel Causal permet, outre la modélisation de cette structure de puissance, d'élaborer aisément sa commande. Le caractère déséquilibré de l'application est à l'origine de la limitation de la puissance transitant par le convertisseur. Des solutions sont alors proposées pour définir au mieux la commande des interrupteurs afin d'assurer un transfert optimal d'énergie.

La suppression du couple vibratoire de la machine nécessite le respect d'une loi sur les courants ; leur contrôle dans le repère naturel des enroulements doit donc être parfait. On propose pour cela dans le **chapitre III**, une structure de correcteur basée sur le phénomène de résonance. Sa synthèse, ses qualités en asservissement et en régulation, sa robustesse sont démontrées et font alors de ce correcteur la solution incontournable pour le suivi de trajectoire alternative.

Dans le **chapitre IV**, le convertisseur est associé à la machine asynchrone diphasée dissymétrique. L'équivalence entre la machine réelle et une machine symétrique est à la base du développement d'une commande vectorielle à flux rotorique orienté originale. En effet, le contrôle des courants s'effectue dans le repère naturel des enroulements grâce au correcteur

résonnant. Cette stratégie de commande permet alors un contrôle efficace de la vitesse de la machine.

Le **chapitre V** propose l'utilisation d'un convertisseur 3/2 à point milieu capacitif. On utilise alors une cellule d'interrupteurs connectée au réseau afin de maintenir à leur valeur les tensions aux bornes des condensateurs du pont. La commande de cette cellule de commutation, basée sur un modèle en puissance moyenne, permet d'obtenir en régime établi, un facteur de puissance quasi unitaire de l'installation.

Enfin, la réalisation expérimentale à base d'un processeur de signal, présentée au **chapitre VI**, permet de vérifier les acquis théoriques établis.

CHAPITRE I

LA MACHINE ASYNCHRONE DIPHASEE

I.1 - Introduction

Ce chapitre traite de la machine asynchrone diphasée et s'articule autour de deux parties :

- l'élaboration d'un modèle dynamique, nécessaire pour la simulation numérique et qui constitue les prémices à la mise au point d'une commande évoluée de cet actionneur,
- une étude des forces magnétomotrices siégeant au sein de l'entrefer et dont l'objectif double est d'expliquer la nature pulsatoire du couple électromagnétique, principal inconvénient de ce type de moteur, et de proposer une solution afin d'y remédier.

I.2 - La machine asynchrone diphasée

Notations :

- $R_{s1,2}, L_{s1,2}$: les résistances et les inductances propres des phases statoriques,
- R_r, L_r, τ_r : la résistance, l'inductance propre et la constante de temps des phases rotoriques,
- $M_{s1,2}$: les mutuelles inductances entre les phases statoriques et une phase rotorique,
- A : le rapport des mutuelles inductances M_{s1} / M_{s2} ,
- σ_1, σ_2 : les coefficients de dispersion des phases statoriques,
- $k_{s1,2}, n_{s1,2}$: les facteurs de bobinage et le nombre de spires des enroulements statoriques,
- $v_{s1,2}, i_{s1,2}, \varphi_{s1,2}$: les tensions, les courants et les flux des phases statoriques dans le référentiel statorique,
- $v_{r1,2}, i_{r1,2}, \varphi_{r1,2}$: les tensions, les courants et les flux des phases rotoriques dans le référentiel rotorique,
- $v_{sd,q}, i_{sd,q}, \varphi_{sd,q}$: les tensions, les courants et les flux des phases statoriques dans le référentiel (d,q),
- $v_{rd,q}, i_{rd,q}, \varphi_{rd,q}$: les tensions, les courants et les flux des phases rotoriques dans le référentiel (d,q),
- $v_{s\alpha,\beta}, i_{s\alpha,\beta}, \varphi_{s\alpha,\beta}$: les tensions, les courants et les flux des phases statoriques dans le référentiel (α, β) ,
- $v_{r\alpha,\beta}, i_{r\alpha,\beta}, \varphi_{r\alpha,\beta}$: les tensions, les courants et les flux des phases rotoriques dans le référentiel (α, β) ,
- α_m : position angulaire de la phase rotorique portée par l'axe \vec{OR}_1 par rapport à la phase principale,
- J, f : le moment d'inertie du rotor et le coefficient de frottements visqueux,
- $c_e, \sum c_L$: le couple électromagnétique et la somme des couples de charge,
- p : nombre de paires de pôles,
- Ω, ω : vitesse mécanique et vitesse électrique angulaire,
- ω_s, ω_r : les pulsations du référentiel (d,q) par rapport aux repères des enroulements statoriques et rotoriques,
- p_e, p_m : puissance électrique absorbée et puissance mécanique.

I.2.1 - Constitution de la machine asynchrone diphasée

Appelée classiquement « machine asynchrone monophasée », elle possède cependant un stator diphasé dissymétrique [Mc PHERSON, 90] ; l'attribut « monophasé » provient de la nature de l'alimentation de ce moteur. Le stator est par conséquent formé de deux enroulements (voir figure I.1) :

- un enroulement principal porté par l'axe \vec{OS}_1 ,
- un enroulement auxiliaire porté par l'axe \vec{OS}_2 .

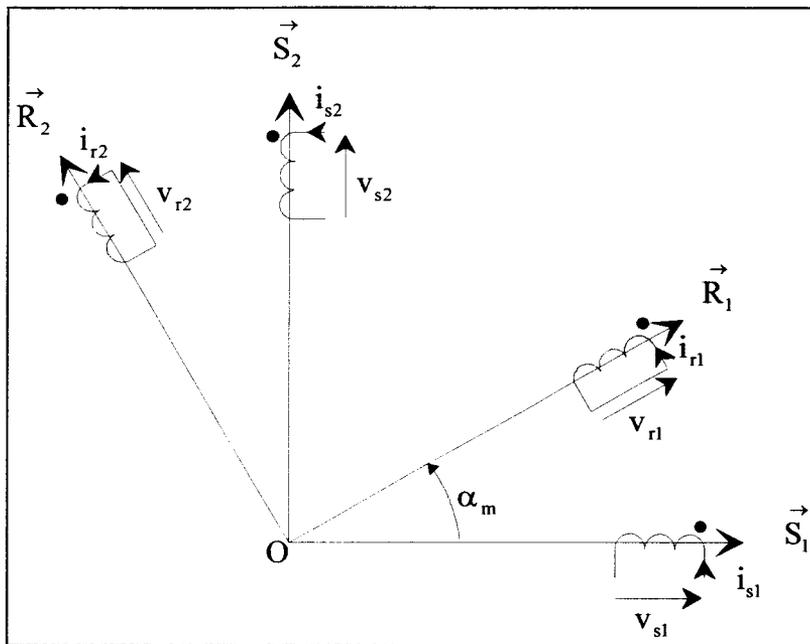


Figure I.1 - Représentation des enroulements dans l'espace électrique.

Disposées en quadrature dans l'espace électrique, ces deux phases ne présentent pas nécessairement les mêmes caractéristiques (résistances différentes, inductances propres différentes, ...).

Le rotor de la machine est, quant à lui, constitué d'une cage d'écuréuil. On montre qu'il peut être modélisé aisément par deux bobinages identiques en court-circuit, déphasés de 90 degrés dans l'espace électrique, et portés par les axes \vec{OR}_1 et \vec{OR}_2 [SEGUIER, 82]. Il s'agit donc d'une machine uniquement dissymétrique au stator.

I.2.2 - Modélisation dynamique du moteur asynchrone diphasé

La modélisation de la machine asynchrone diphasée requiert l'acceptation des hypothèses classiques :

- l'entrefer est considéré constant,
- les pertes ferromagnétiques sont dites négligeables,
- les forces magnétomotrices d'entrefer adhèrent à une répartition spatiale sinusoïdale,
- le circuit magnétique est non saturable et de perméabilité constante,
- l'effet de peau et l'échauffement de la machine ne sont pas pris en compte.

I.2.2.1 - Equations générales du moteur asynchrone diphasé dans le repère naturel des enroulements

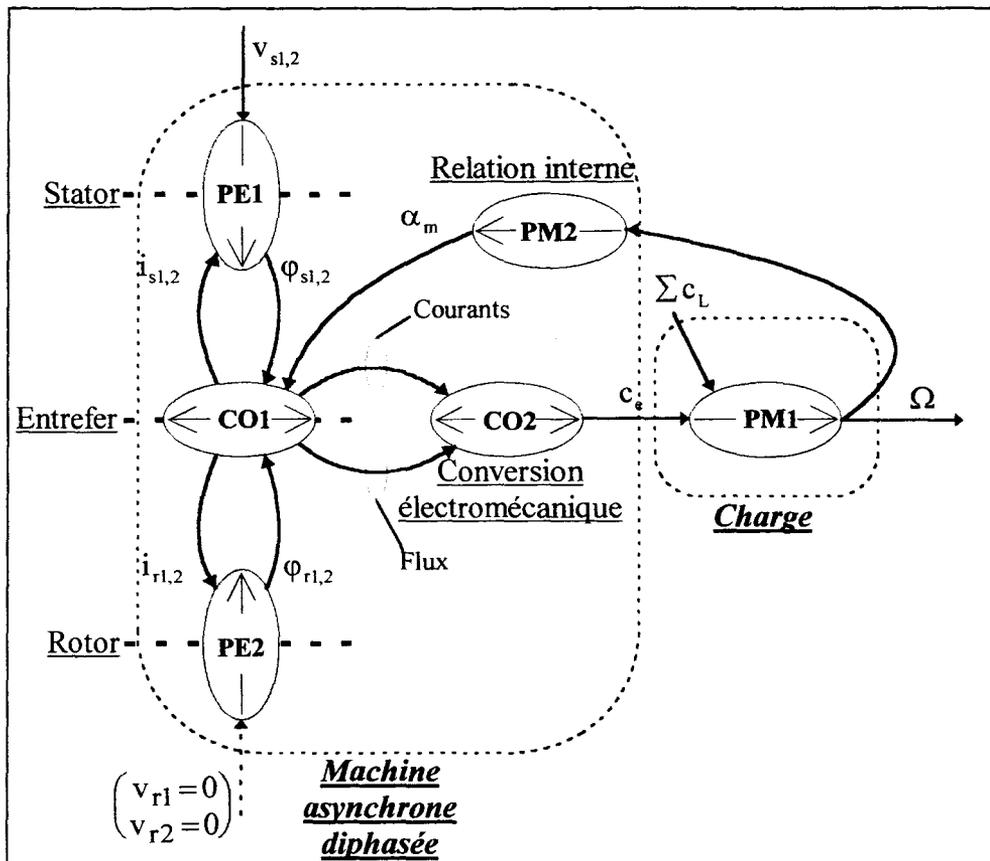


Figure I.2 - Graphe Informationnel Causal de la machine asynchrone diphasée (repère naturel des enroulements).

Le graphe informationnel causal global [HAUTIER, 96] de la figure I.2 met en évidence les différentes relations liant les grandeurs électriques et mécaniques de la machine.

Les équations de tensions sont des relations causales, synonymes de la transformation d'une énergie potentielle (tensions) en énergie cinétique (flux). Notées PE1 et PE2, elles correspondent à des Processeurs Electriques élémentaires à accumulation d'énergie cinétique [DEGOBERT, 97].

$$\text{Au stator: } \underline{\text{PE1}} \quad \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \varphi_{s1} \\ \varphi_{s2} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_{s1} \\ v_{s2} \end{pmatrix} - \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 \\ 0 & R_{s2} \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \end{pmatrix} \quad (\text{I.1})$$

$$\text{Au rotor: } \underline{\text{PE2}} \quad \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \varphi_{r1} \\ \varphi_{r2} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_{r1} = 0 \\ v_{r2} = 0 \end{pmatrix} - \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_{r1} \\ i_{r2} \end{pmatrix} \quad (\text{I.2})$$

Les équations de flux sont des relations rigides traduisant un échange énergétique neutre, exprimé par le Couplage Opérateur CO1.

$$\underline{\text{CO1}} \quad \begin{pmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_{r1} \\ i_{r2} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}(\alpha_m)] \\ [M_{rs}(\alpha_m)] & [L_r] \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{pmatrix} \varphi_{s1} \\ \varphi_{s2} \\ \varphi_{r1} \\ \varphi_{r2} \end{pmatrix} \quad (\text{I.3})$$

$$\text{avec } [L_s] = \begin{bmatrix} L_{s1} & 0 \\ 0 & L_{s2} \end{bmatrix}, \text{ la matrice inductance propre statorique,} \quad (\text{I.4})$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix}, \text{ la matrice inductance propre rotorique,} \quad (\text{I.5})$$

$$[M_{sr}(\alpha_m)] = [M_{rs}(\alpha_m)]^t = \begin{bmatrix} M_{s1} \cdot \cos(\alpha_m) & -M_{s1} \cdot \sin(\alpha_m) \\ M_{s2} \cdot \sin(\alpha_m) & M_{s2} \cdot \cos(\alpha_m) \end{bmatrix}, \quad (\text{I.6})$$

la matrice mutuelle inductance stator/rotor.

La relation CO2, de nature rigide également, exprime le couple en fonction des courants et des flux dans la machine. On ne peut la définir aisément sans opérer au préalable un changement de repère judicieux qui sera présenté ultérieurement.

L'équation mécanique découle de l'application du principe fondamental. PM1 est un Processeur Mécanique élémentaire à accumulation d'énergie cinétique :

$$\text{PM1} \quad J \cdot \frac{d\Omega}{dt} = c_e - \sum c_L \quad (\text{I.7})$$

La relation interne résulte du lien causal entre la vitesse mécanique et le décalage des enroulements du stator avec le rotor. PM2 est un Processeur d'intégration permanente de la vitesse ω .

$$\text{PM2} \quad \frac{d\alpha_m}{dt} = p \cdot \Omega = \omega \quad (\text{I.8})$$

I.2.2.2 - Equations du moteur asynchrone diphasé dans le repère (d,q)

A - Machine asynchrone diphasée dissymétrique

Les équations peuvent être projetées sur un système d'axe unique (d,q) repéré par les angles θ_s et θ_r par rapport, respectivement, aux enroulements statoriques et rotoriques (voir figure I.3).

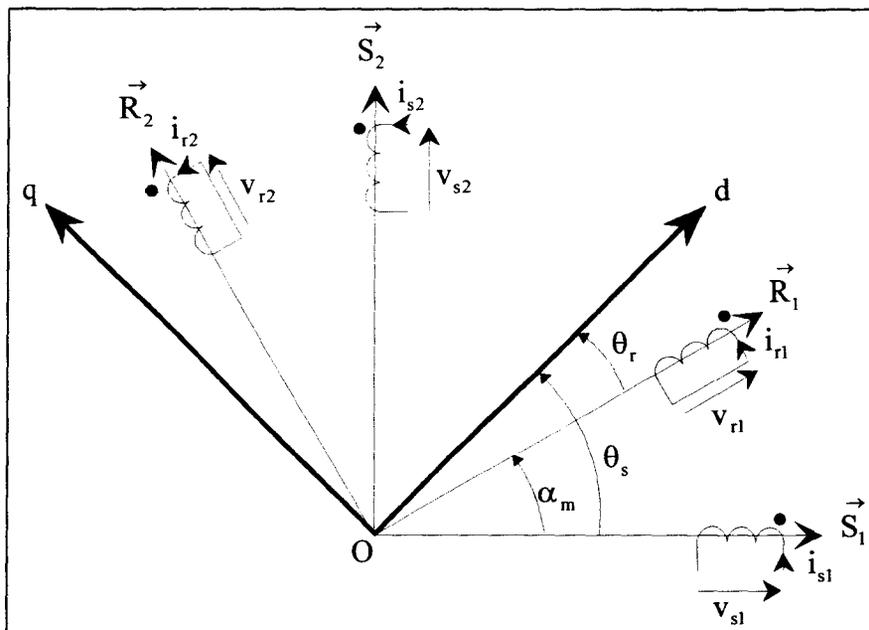


Figure I.3 - Repérage des enroulements par rapport au repère (d,q).

La projection des équations statoriques s'opère par la matrice de rotation $[T_{\theta_s}]$ telle que :

$$[T_{\theta_s}] = \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \sin(\theta_s) \\ -\sin(\theta_s) & \cos(\theta_s) \end{bmatrix} \quad (I.9)$$

De la même manière, les équations rotoriques sont obtenues par la projection des grandeurs rotoriques sur le repère (d,q) suivant la matrice de rotation $[T_{\theta_r}]$ telle que :

$$[T_{\theta_r}] = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \sin(\theta_r) \\ -\sin(\theta_r) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (I.10)$$

Après projection, on obtient les relations matricielles suivantes :

- relation matricielle des tensions,

$$\begin{pmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ v_{rd} = 0 \\ v_{rq} = 0 \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} [R_s(\theta_s)] & [0] \\ [0] & [R_r] \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{d}{dt} & -\omega_s & 0 & 0 \\ \omega_s & \frac{d}{dt} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{d}{dt} & -\omega_r \\ 0 & 0 & \omega_r & \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \\ \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{pmatrix} \quad (I.11)$$

avec

$$[R_s(\theta_s)] = \begin{bmatrix} R_{s1} \cdot \cos^2(\theta_s) + R_{s2} \cdot \sin^2(\theta_s) & (R_{s2} - R_{s1}) \cdot \sin(\theta_s) \cdot \cos(\theta_s) \\ (R_{s2} - R_{s1}) \cdot \sin(\theta_s) \cdot \cos(\theta_s) & R_{s1} \cdot \sin^2(\theta_s) + R_{s2} \cdot \cos^2(\theta_s) \end{bmatrix} \quad (I.12)$$

et

$$[R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \quad (I.13)$$

• relation matricielle des flux,

$$\begin{pmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \\ \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s(\theta_s)] & [M_{sr}(\theta_s)] \\ [M_{sr}(\theta_s)] & [L_r] \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{pmatrix} \quad (I.14)$$

$$\text{avec } [L_s(\theta_s)] = \begin{bmatrix} L_{s1} \cdot \cos^2(\theta_s) + L_{s2} \cdot \sin^2(\theta_s) & (L_{s2} - L_{s1}) \cdot \sin(\theta_s) \cdot \cos(\theta_s) \\ (L_{s2} - L_{s1}) \cdot \sin(\theta_s) \cdot \cos(\theta_s) & L_{s1} \cdot \sin^2(\theta_s) + L_{s2} \cdot \cos^2(\theta_s) \end{bmatrix} \quad (I.15)$$

$$[M_{sr}(\theta_s)] = \begin{bmatrix} M_{s1} \cdot \cos^2(\theta_s) + M_{s2} \cdot \sin^2(\theta_s) & (M_{s2} - M_{s1}) \cdot \sin(\theta_s) \cdot \cos(\theta_s) \\ (M_{s2} - M_{s1}) \cdot \sin(\theta_s) \cdot \cos(\theta_s) & M_{s1} \cdot \sin^2(\theta_s) + M_{s2} \cdot \cos^2(\theta_s) \end{bmatrix} \quad (I.16)$$

$$\text{et } [L_r] = \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix}$$

La dissymétrie du stator est à l'origine de la relative complexité du modèle. Des phases statoriques identiques simplifient ces équations ; on se trouve dans le cas particulier de la machine asynchrone diphasée symétrique.

B - Machine asynchrone diphasée symétrique

Cette machine possède un stator constitué de deux enroulements de mêmes caractéristiques ($R_{s1} = R_{s2}$, $L_{s1} = L_{s2}$, $M_{s1} = M_{s2}$) ; les équations (I.11) et (I.14) deviennent :

• relation matricielle des tensions,

$$\begin{pmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ v_{rd} = 0 \\ v_{rq} = 0 \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{d}{dt} & -\omega_s & 0 & 0 \\ \omega_s & \frac{d}{dt} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{d}{dt} & -\omega_r \\ 0 & 0 & \omega_r & \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \\ \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{pmatrix} \quad (I.17)$$

• relation matricielle des flux,

$$\begin{pmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \\ \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s1} & 0 & M_{s1} & 0 \\ 0 & L_{s1} & 0 & M_{s1} \\ M_{s1} & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M_{s1} & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{pmatrix} \quad (I.18)$$

Le rotor de la machine étant une cage d'écureuil, les paramètres relatifs aux enroulements rotoriques ne sont pas mesurables. Afin d'élaborer un modèle ne comportant que des grandeurs qui puissent être déterminées, on procède aux changements suivants sur les variables rotoriques :

$$\begin{cases} i'_{rd} = \frac{L_r}{M_{s1}} \cdot i_{rd} \\ i'_{rq} = \frac{L_r}{M_{s1}} \cdot i_{rq} \end{cases} \quad (I.19)$$

et

$$\begin{cases} i_{\Phi_{rd}} = \frac{1}{M_{s1}} \cdot \Phi_{rd} \\ i_{\Phi_{rq}} = \frac{1}{M_{s1}} \cdot \Phi_{rq} \end{cases} \quad (I.20)$$

Les équations finales sont obtenues par ces changements de variables :

• relation matricielle des tensions,

$$\begin{pmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{\tau_r} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{\tau_r} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i'_{rd} \\ i'_{rq} \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{d}{dt} & -\omega_s & 0 & 0 \\ \omega_s & \frac{d}{dt} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{d}{dt} & -\omega_r \\ 0 & 0 & \omega_r & \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \\ i_{\Phi_{rd}} \\ i_{\Phi_{rq}} \end{pmatrix} \quad (I.21)$$

• relation matricielle des flux,

$$\begin{pmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \\ \dot{i}_{\Phi_{rd}} \\ \dot{i}_{\Phi_{rq}} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s1} & 0 & L_{s1} \cdot (1 - \sigma_1) & 0 \\ 0 & L_{s1} & 0 & L_{s1} \cdot (1 - \sigma_1) \\ 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \dot{i}_{rd} \\ \dot{i}_{rq} \end{pmatrix} \quad (I.22)$$

La puissance électrique absorbée par le moteur asynchrone diphasé symétrique peut être exprimée en fonction des grandeurs électriques liées au repère diphasé (d,q) selon l'expression suivante :

$$p_e = (v_{sd} \quad v_{sq} \quad v_{rd} \quad v_{rq}) \cdot (i_{sd} \quad i_{sq} \quad i_{rd} \quad i_{rq})^t \quad (I.23)$$

Le développement de cette équation permet de mettre en évidence trois types de puissance de natures différentes :

$$p_e = (i_{sd} \quad i_{sq} \quad i_{rd} \quad i_{rq}) \cdot \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{pmatrix} \Rightarrow \text{pertes par effet joule}$$

$$+ (i_{sd} \quad i_{sq} \quad i_{rd} \quad i_{rq}) \cdot \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \\ \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{pmatrix} \Rightarrow \text{variation de l'énergie électromagnétique}$$

$$+ (i_{sd} \quad i_{sq} \quad i_{rd} \quad i_{rq}) \cdot \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s & 0 & 0 \\ \omega_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\omega_r \\ 0 & 0 & \omega_r & 0 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \\ \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{pmatrix} \Rightarrow \text{puissance mécanique } p_m$$

Le dernier terme permet d'exprimer le couple électromagnétique du moteur asynchrone diphasé symétrique suivant la relation :

$$p_m = c_e \cdot \Omega = c_e \cdot \frac{\omega}{p} = c_e \cdot \frac{\omega_s - \omega_r}{p} \quad (I.24)$$

d'où
$$c_e \cdot \frac{\omega_s - \omega_r}{p} = \omega_s \cdot (\varphi_{sd} \cdot i_{sq} - \varphi_{sq} \cdot i_{sd}) - \omega_r \cdot (\varphi_{rq} \cdot i_{rd} - \varphi_{rd} \cdot i_{rq}) \quad (I.25)$$

Par identification, on déduit une expression du couple électromagnétique de la machine :

$$c_e = p \cdot (\varphi_{sd} \cdot i_{sq} - \varphi_{sq} \cdot i_{sd}) \quad (I.26)$$

Ces équations rappellent celles classiquement rencontrées dans le cas de la machine asynchrone triphasée exprimée dans le repère de Park ; elles mettent en exergue la possibilité d'élaborer une commande vectorielle du moteur diphasé symétrique contrairement à son homologue dissymétrique.

I.2.2.3 - Equations du moteur asynchrone diphasé dans le repère des enroulements statoriques

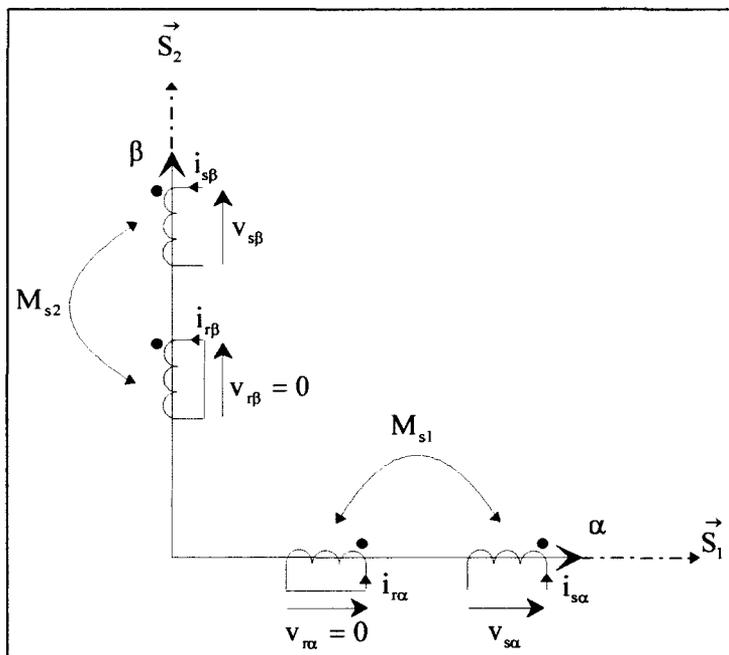


Figure I.4 - Enroulements dans le repère (α, β) .

La seule simplification envisageable, dans le cas où les enroulements statoriques sont différents, revient à imposer $\theta_s = 0$, c'est à dire à fixer le repère (d,q) aux enroulements statoriques. Le calage du repère (d,q) sur les enroulements statoriques consiste en fait à exprimer les équations du moteur dans le repère diphasé (α, β) classiquement employé pour la machine asynchrone triphasée. Le moteur asynchrone diphasé peut alors être représenté avec des enroulements rotoriques fictifs qui seraient placés sur les axes des enroulements statoriques (voir figure I.4).

On aboutit finalement après simplifications et changement d'indices aux relations suivantes :

- relation matricielle des tensions,

$$\begin{pmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \\ v_{r\alpha} = 0 \\ v_{r\beta} = 0 \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} [R_s] & [0] \\ [0] & [R_r] \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{d}{dt} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{d}{dt} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{d}{dt} & \omega \\ 0 & 0 & -\omega & \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \varphi_{s\alpha} \\ \varphi_{s\beta} \\ \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \end{pmatrix} \quad (I.27)$$

avec $[R_s] = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 \\ 0 & R_{s2} \end{bmatrix}$

- relation matricielle des flux,

$$\begin{pmatrix} \varphi_{s\alpha} \\ \varphi_{s\beta} \\ \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{sr}] & [L_r] \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{pmatrix} \quad (I.28)$$

avec $[L_s] = \begin{bmatrix} L_{s1} & 0 \\ 0 & L_{s2} \end{bmatrix}$

et $[M_{sr}] = \begin{bmatrix} M_{s1} & 0 \\ 0 & M_{s2} \end{bmatrix} \quad (I.29)$

Le rotor de la machine étant une cage d'écuréuil, on procède aux changements suivants sur les variables rotoriques :

$$\begin{cases} \dot{i}_{r\alpha} = \frac{L_r}{M_{s1}} \cdot i_{r\alpha} \\ \dot{i}_{r\beta} = \frac{L_r}{M_{s2}} \cdot i_{r\beta} \end{cases} \quad (\text{I.30})$$

et

$$\begin{cases} i_{\varphi_{r\alpha}} = \frac{1}{M_{s1}} \cdot \varphi_{r\alpha} \\ i_{\varphi_{r\beta}} = \frac{1}{M_{s2}} \cdot \varphi_{r\beta} \end{cases} \quad (\text{I.31})$$

Les équations finales sont obtenues par ces changements de variables :

- relation matricielle des tensions,

$$\begin{pmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_{s2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{\tau_r} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{\tau_r} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{d}{dt} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{d}{dt} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{d}{dt} & \frac{\omega}{A} \\ 0 & 0 & -A \cdot \omega & \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \varphi_{s\alpha} \\ \varphi_{s\beta} \\ i_{\varphi_{r\alpha}} \\ i_{\varphi_{r\beta}} \end{pmatrix} \quad (\text{I.32})$$

avec $A = M_{s1}/M_{s2}$, le rapport des mutuelles inductances, (I.33)

et τ_r , la constante de temps rotorique.

- relation matricielle des flux,

$$\begin{pmatrix} \varphi_{s\alpha} \\ \varphi_{s\beta} \\ i_{\varphi_{r\alpha}} \\ i_{\varphi_{r\beta}} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s1} & 0 & L_{s1} \cdot (1 - \sigma_1) & 0 \\ 0 & L_{s2} & 0 & L_{s2} \cdot (1 - \sigma_2) \\ 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{pmatrix} \quad (\text{I.34})$$

La recherche d'une expression pour le couple électromagnétique va suivre la même démarche que celle appliquée pour le moteur asynchrone diphasé symétrique dans le repère (d,q) ; on exprime la puissance électrique en fonction des grandeurs électriques liées au repère diphasé (α, β) selon l'expression suivante :

$$p_e = (v_{s\alpha} \quad v_{s\beta} \quad v_{r\alpha} \quad v_{r\beta}) \cdot (i_{s\alpha} \quad i_{s\beta} \quad i_{r\alpha} \quad i_{r\beta})^t \quad (I.35)$$

Le développement de cette équation permet de mettre en évidence les trois types de puissance déjà rencontrés précédemment :

$$p_e = (i_{s\alpha} \quad i_{s\beta} \quad i_{r\alpha} \quad i_{r\beta}) \cdot \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_{s2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{pmatrix} \Rightarrow \text{pertes par effet joule}$$

$$+ (i_{s\alpha} \quad i_{s\beta} \quad i_{r\alpha} \quad i_{r\beta}) \cdot \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \Phi_{s\alpha} \\ \Phi_{s\beta} \\ \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{pmatrix} \Rightarrow \text{variation de l'énergie électromagnétique}$$

$$+ (i_{s\alpha} \quad i_{s\beta} \quad i_{r\alpha} \quad i_{r\beta}) \cdot \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \omega \\ 0 & 0 & -\omega & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \Phi_{s\alpha} \\ \Phi_{s\beta} \\ \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{pmatrix} \Rightarrow \text{puissance mécanique } p_m$$

Le dernier terme permet d'exprimer le couple électromagnétique du moteur asynchrone diphasé :

$$p_m = c_e \cdot \Omega = c_e \cdot \frac{\omega}{p} \quad (I.36)$$

$$\text{d'où} \quad c_e \cdot \frac{\omega}{p} = \omega \cdot (\Phi_{r\beta} \cdot i_{r\alpha} - \Phi_{r\alpha} \cdot i_{r\beta}) \quad (I.37)$$

La relation de couple est obtenue après avoir appliqué les changements de variables (I.30) et (I.31) :

$$c_e = p.L_{s1} \cdot (1 - \sigma_1) \cdot \frac{1}{A} \cdot (i_{r\alpha}' \cdot i_{\varphi_{r\beta}} - i_{r\beta}' \cdot i_{\varphi_{r\alpha}})$$

Les équations rotoriques de la relation matricielle (I.34) nous permettent de remplacer les variables ($i_{\varphi_{r\alpha}}$, $i_{\varphi_{r\beta}}$) par les courants statoriques ($i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$). La relation de couple devient :

$$c_e = p.L_{s1} \cdot (1 - \sigma_1) \cdot \frac{1}{A} \cdot (i_{r\alpha}' \cdot i_{s\beta} - i_{r\beta}' \cdot i_{s\alpha}) \quad (I.38)$$

1.2.2.4 - Graphe Informationnel Causal du moteur asynchrone diphasé dans le repère diphasé (α, β)

La figure I.5 donne le Graphe Informationnel Causal globalisé de la machine dans le repère des enroulements statoriques (α, β). La partie électrique met en évidence le couplage qui apparaît naturellement entre les deux axes rotoriques.

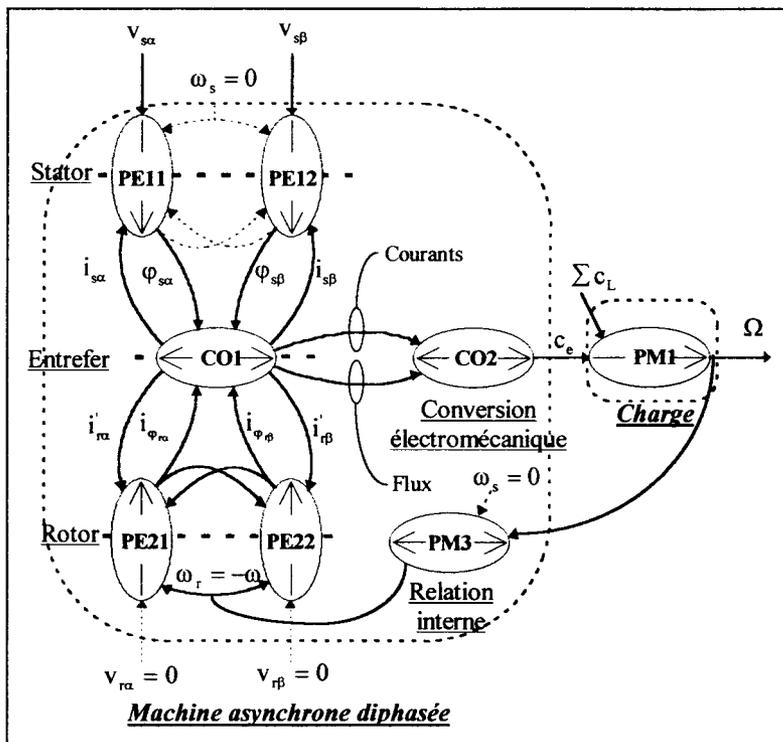


Figure I.5 - Graphe Informationnel Causal globalisé du moteur asynchrone diphasé dans le repère des enroulements statoriques.

$$\underline{\text{PE11}} \quad \frac{d}{dt}(\varphi_{s\alpha}) = v_{s\alpha} - R_{s1} \cdot i_{s\alpha}$$

$$\underline{\text{PE12}} \quad \frac{d}{dt}(\varphi_{s\beta}) = v_{s\beta} - R_{s2} \cdot i_{s\beta}$$

$$\underline{\text{PE21}} \quad \frac{d}{dt}(i_{\varphi_{r\alpha}}) = -\frac{1}{\tau_r} \cdot i'_{r\alpha} - \frac{\omega}{A} \cdot i_{\varphi_{r\beta}}$$

$$\underline{\text{PE22}} \quad \frac{d}{dt}(i_{\varphi_{r\beta}}) = -\frac{1}{\tau_r} \cdot i'_{r\beta} + A \cdot \omega \cdot i_{\varphi_{r\alpha}}$$

$$\underline{\text{CO1}} \quad \begin{pmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i'_{r\alpha} \\ i'_{r\beta} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s1} & 0 & L_{s1} \cdot (1 - \sigma_1) & 0 \\ 0 & L_{s2} & 0 & L_{s2} \cdot (1 - \sigma_2) \\ 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} \varphi_{s\alpha} \\ \varphi_{s\beta} \\ i_{\varphi_{r\alpha}} \\ i_{\varphi_{r\beta}} \end{pmatrix}$$

$$\underline{\text{CO2}} \quad c_e = p \cdot L_{s1} \cdot (1 - \sigma_1) \cdot \frac{1}{A} \cdot (i'_{r\alpha} \cdot i_{s\beta} - i'_{r\beta} \cdot i_{s\alpha})$$

$$\underline{\text{PM1}} \quad J \cdot \frac{d\Omega}{dt} = c_e - \sum c_L$$

$$\underline{\text{PM3}} \quad \omega_r = \omega_s - p \cdot \Omega$$

I.2.3 - Identification des paramètres de la machine asynchrone diphasée

La machine asynchrone diphasée employée est classiquement connectée en direct sur le réseau (220 volts / 50 hertz). L'enroulement auxiliaire est associé en série avec un condensateur ; le circuit ainsi formé est alimenté en permanence sous la même tension que l'enroulement principal.

La machine utilisée possède la plaque signalétique suivante :

- puissance nominale : 550 W,
- nombre de paire de pôles : 2,

- rotor à cage,
- couple nominal : 3.5 N.m,
- vitesse de synchronisme : 1500 tr/mn,
- tension nominale de la phase principale : 220 V, 50 Hz,
- condensateur de démarrage : 20 μ F, 450 V.

L'identification des paramètres électriques d'une machine asynchrone diphasée peut être obtenue en adaptant les méthodes classiques de caractérisation des machines à induction [CAPOLINO, 87] : un essai à vide conjugué à un essai à rotor calé. Les valeurs obtenues seront toutefois valables lors d'un fonctionnement proche du régime nominal de la machine et non pas pour des puissances fractionnaires. Notons de plus que le caractère dissymétrique du stator de la machine complique les calculs de ces paramètres. Une autre approche doit être envisagée ; la littérature fait état de diverses méthodes et l'une d'elles s'applique particulièrement bien au problème d'identification de la machine à induction de nature dissymétrique [UYEDA, 68].

La méthode utilisée pour le calcul des paramètres électriques de la machine consiste à appliquer la démarche de K. UYEDA. L'idée maîtresse est d'appliquer un échelon de tension continue sur l'un des enroulements statoriques de la machine à l'arrêt. On exploite ensuite l'évolution du courant s'établissant dans la phase puis on réitère cet essai pour la seconde phase. Une présentation plus complète de la démarche est proposée en annexe 3. Cette méthode présente l'inconvénient de ne pas fournir la valeur des paramètres mécaniques qui sont alors identifiés à partir d'un essai de ralentissement.

On aboutit aux résultats suivants :

- $R_{s1} = 5.7 \Omega$, $L_{s1} = 322 \text{ mH}$, $\sigma_1 = 0.167$, $M_{s1}^2/L_r = 268 \text{ mH}$,
- $R_{s2} = 11.5 \Omega$, $L_{s2} = 462 \text{ mH}$, $\sigma_2 = 0.218$, $M_{s2}^2/L_r = 360 \text{ mH}$,
- $\tau_r = 49.7 \text{ ms}$,
- $A=0.862$,
- $J = 5 \cdot 10^{-3} \text{ kg.m}^2$, $f = 0.5 \cdot 10^{-3} \text{ Nm / rad / s}$.

Afin de valider le modèle dynamique du moteur, nous effectuons une comparaison entre un essai en simulation et un essai expérimental dans les conditions d'un démarrage direct sur le réseau monophasé (220 volts, 50 hertz) du moteur à vide, muni de son condensateur. L'analyse se fait sur les grandeurs directement mesurables : les courants statoriques, les

tensions statoriques, la tension aux bornes de la capacité de démarrage et la vitesse de rotation de l'arbre de la machine.

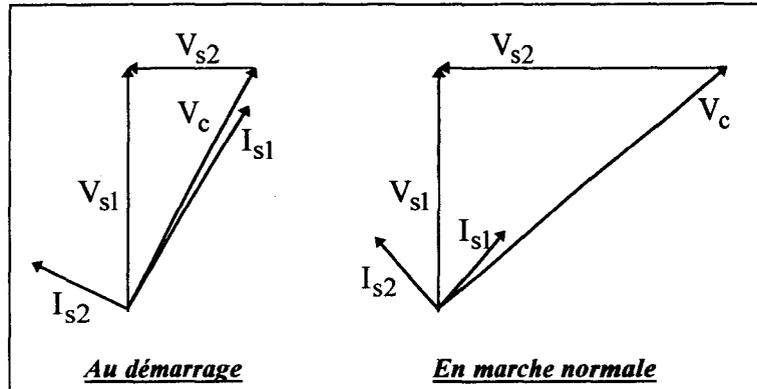


Figure I.6 - Diagramme vectoriel des grandeurs électriques du moteur asynchrone diphasé muni de son condensateur.

La figure I.6 montre les diagrammes vectoriels tracés pour le démarrage lors d'un fonctionnement à vide. Ils nous permettront de justifier les allures observées en simulation et expérimentalement.

Au démarrage, le moteur absorbe de la puissance active au réseau afin de créer le couple nécessaire à sa montée en vitesse. Le courant i_{s1} est donc d'amplitude importante. Le condensateur induit un déphasage du courant dans la phase auxiliaire ; son amplitude est plus faible que le courant dans l'enroulement principal car la tension v_{s2} est peu importante.

Lorsque le moteur atteint son régime nominal, le couple décroît, entraînant une baisse d'amplitude de i_{s1} ainsi qu'une augmentation de son déphasage avec v_{s1} . Le courant dans l'enroulement auxiliaire suit les mêmes tendances ; son amplitude ne varie que pourtant très peu. En effet, lorsque son déphasage avec v_{s2} croît, la tension aux bornes de la capacité augmente, ce qui entraîne une amplitude accrue de la tension aux bornes de la phase auxiliaire et par là même, un accroissement du courant auxiliaire.

On notera le bon facteur de puissance de ce type de moteur, lié au fait que la capacité crée une partie de la puissance réactive absorbée par le moteur, diminuant ainsi la valeur de la puissance apparente.

La figure I.7 montre l'évolution du couple électromagnétique pendant le démarrage. Il est entaché d'une composante pulsatoire importante de fréquence double de celle de l'alimentation ; ce qui explique le caractère vibratoire de cette machine.

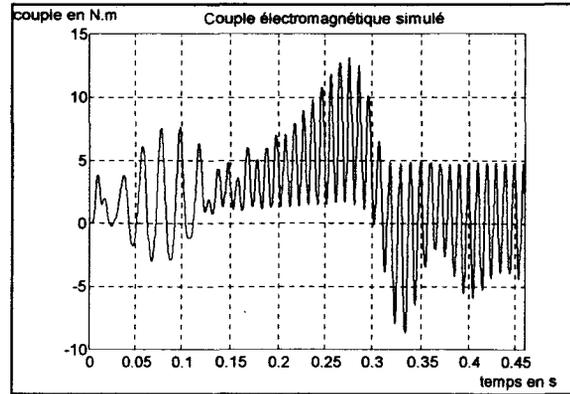
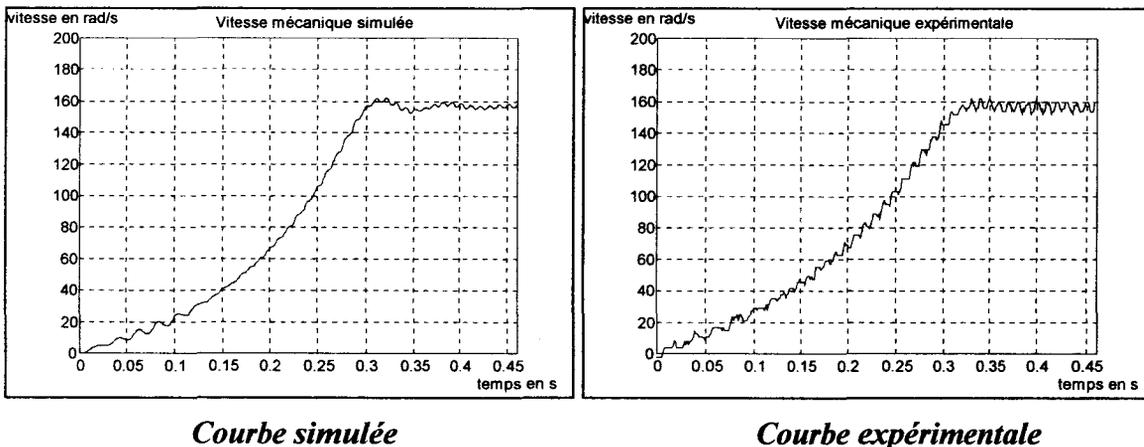


Figure I.7 - Couple électromagnétique simulé.

De ce fait, les effets du couple pulsatoire se font ressentir sur la vitesse mécanique de la machine asynchrone diphasée (figure I.8) qui présente en régime établi, des ondulations prononcées lors d'un fonctionnement à vide ou à faible charge. La similitude des résultats de simulations et expérimentaux valide les paramètres mécaniques mesurés.

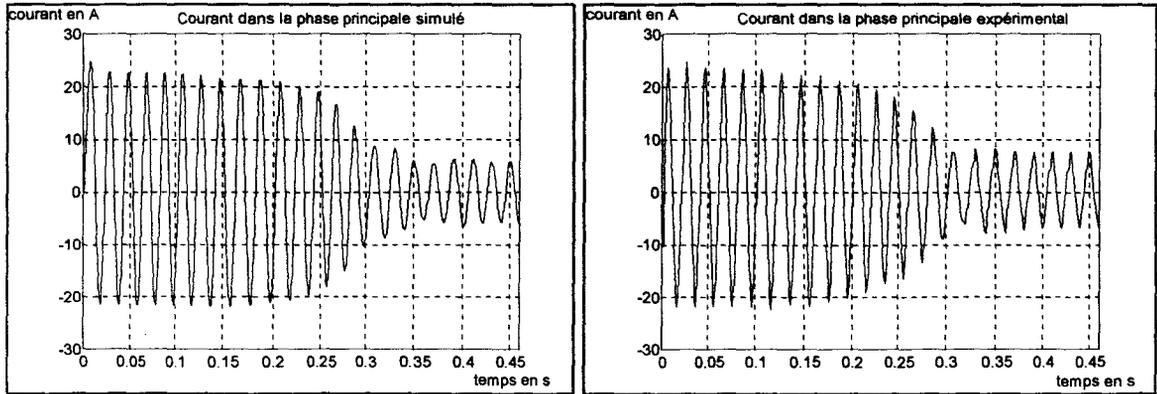


Courbe simulée

Courbe expérimentale

Figure I.8 - Vitesse mécanique.

On retrouve pour le courant dans la phase principale (figure I.9) l'allure classique des courants statoriques d'une machine asynchrone. Au démarrage, le courant d'appel est très important afin de créer le couple nécessaire à la montée en vitesse de la machine. Lorsqu'on atteint le régime permanent, le couple électromagnétique créé est égal au couple statique et aux frottements mécaniques ; sa valeur est faible, entraînant une amplitude réduite du courant statorique.

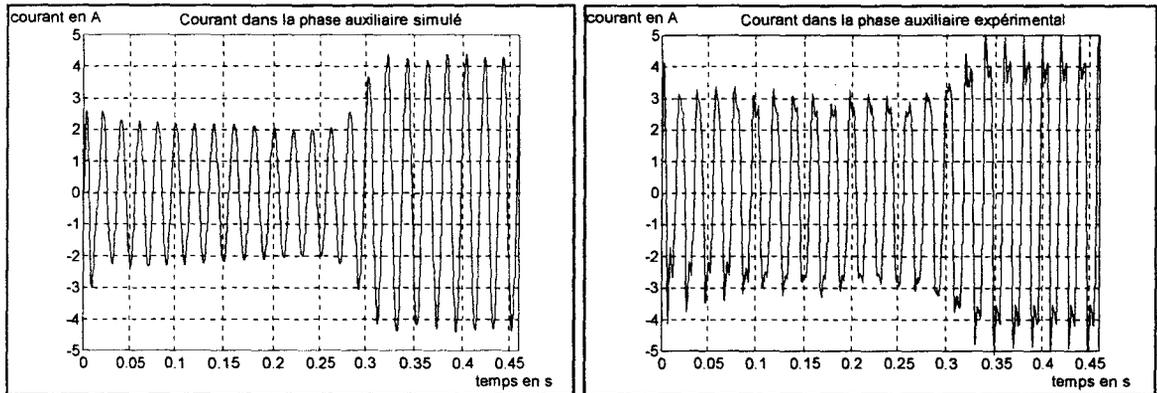


Courbe simulée

Courbe expérimentale

Figure I.9 - Courant dans la phase principale.

On relève sur le courant auxiliaire une légère augmentation d'amplitude lors du régime établi, conformément aux observations faites à partir des diagrammes vectoriels. Le relevé expérimental (figure I.10) montre l'existence d'harmoniques sur le courant auxiliaire ; leur présence est probablement dû à une non-linéarité du circuit magnétique de la machine et qui n'a pas été prise en compte lors de la simulation.

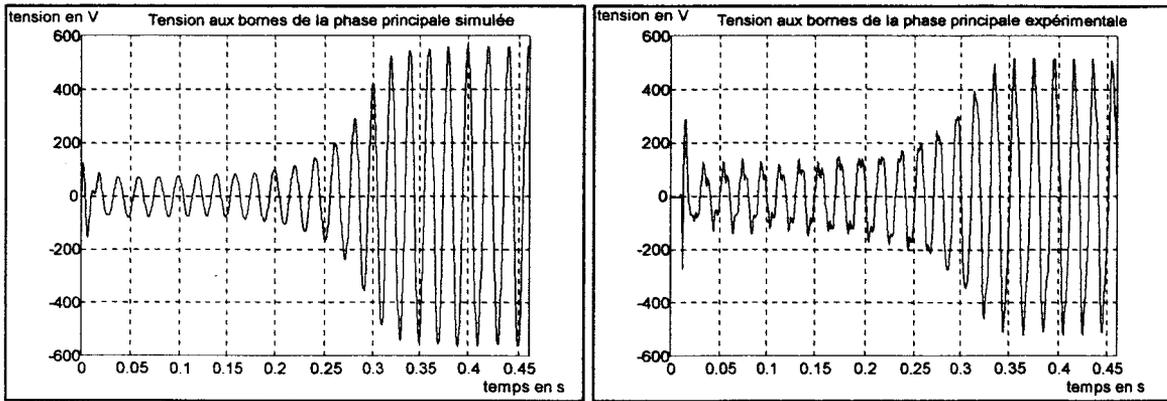


Courbe simulée

Courbe expérimentale

Figure I.10 - Courant dans la phase auxiliaire.

La tension aux bornes de l'enroulement auxiliaire (figure I.11) atteint des valeurs importantes en régime établi. On retrouve à une autre échelle sur la courbe expérimentale, les harmoniques observés sur le courant auxiliaire.



Courbe simulée

Courbe expérimentale

Figure I.11 - Tension aux bornes de la phase auxiliaire.

La similitude entre les courbes simulées et les courbes expérimentales valide le modèle élaboré. Les harmoniques de courant observés pour la phase auxiliaire et non pris en compte lors de la simulation n'ont aucune incidence sur la suite de l'étude vu que la capacité de démarrage sera retirée.

I.2.4 - Etude du champ tournant

Le moteur asynchrone diphasé présente, lors d'une utilisation avec son condensateur de service, des vibrations de couple nuisibles pour la charge qu'il entraîne et dont les conséquences sonores en font un de ces principaux inconvénients. L'étude des forces magnétomotrices siégeant au sein de la machine permettra de mieux comprendre les causes de la nature vibratoire du couple et de définir la solution permettant de s'en affranchir.

1.2.4.1 - Enroulement concentré dans une seule encoche

Soit une bobine d'axe \vec{OS} , de n spires, répartie dans deux encoches diamétralement opposées (figure I.12). Cet enroulement est parcouru par un courant continu I .

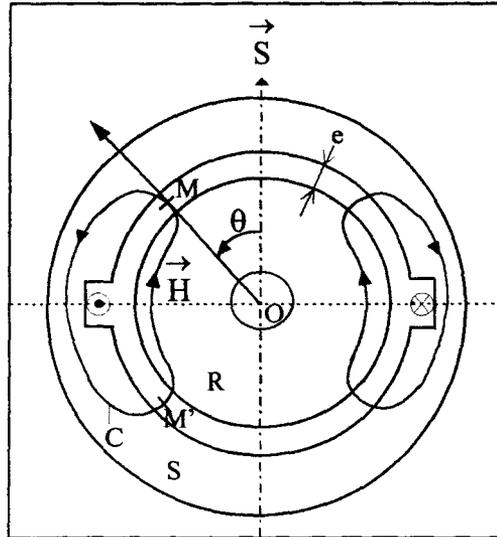


Figure I.12 - Représentation du circuit magnétique.

Si on applique le théorème d'Ampère sur un circuit fermé (C) au voisinage d'une encoche, on trouve :

$$\oint \vec{H}.d\vec{l} = \int_{\text{fer}} \vec{H}.d\vec{l} + \int_{\text{RMS}} \vec{H}.d\vec{l} + \int_{\text{SM'R}} \vec{H}.d\vec{l} = n.I \quad (\text{I.39})$$

On définit le terme $\left(\int_{\text{RMS}} \vec{H}.d\vec{l} \right) = H(M).e$ comme étant la force magnétomotrice d'entrefer $\varepsilon(M)$. Par symétrie, il découle que $\int_{\text{SM'R}} \vec{H}.d\vec{l} = -\varepsilon(M)$.

De par la perméabilité relativement grande du fer par rapport à l'air, le terme $\left(\int_{\text{fer}} \vec{H}.d\vec{l} \right)$ est négligeable.

Le développement de la relation (I.39) conduit alors au résultat suivant :

$$\varepsilon(M) = n \cdot \frac{I}{2} \quad (\text{I.40})$$

La figure (I.13) représente l'évolution de la force magnétomotrice pour θ variant de 0 à $2.\pi$.

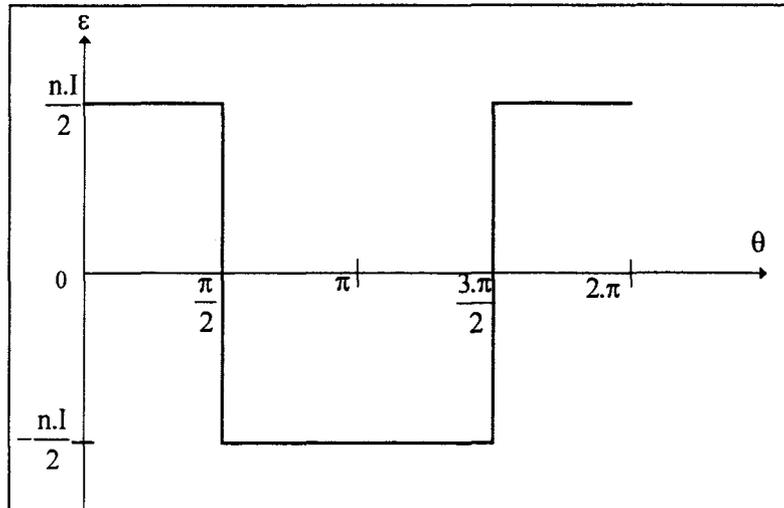


Figure I.13 - Représentation spatiale de la force magnétomotrice.

I.2.4.2 - Enroulement réparti suivant une distribution spatiale sinusoïdale

On considère maintenant que l'enroulement est réparti dans l'espace suivant une loi sinusoïdale. L'amplitude de la force magnétomotrice relevée sur la périphérie de l'entrefer est alors une onde sinusoïdale de période θ (figure I.14).

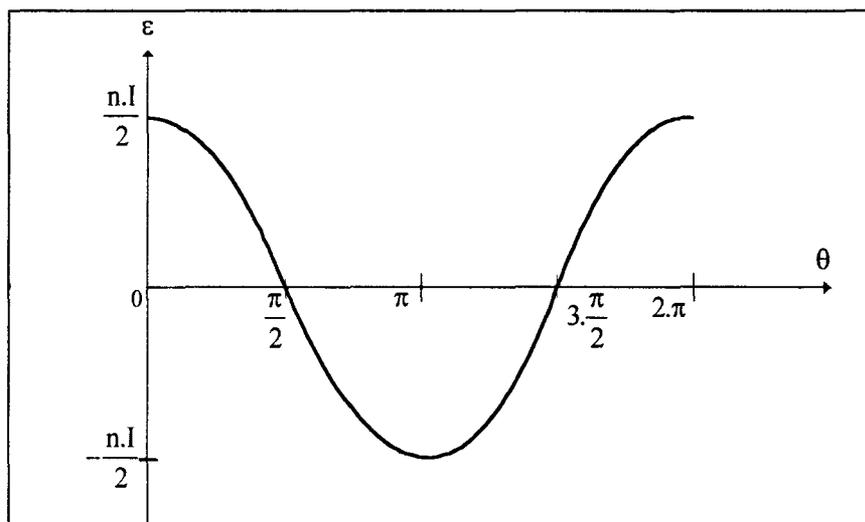


Figure I.14 - Représentation spatiale de la force magnétomotrice pour une distribution des enroulements suivant une loi sinusoïdale.

La force magnétomotrice située en un point M de l'entrefer, est une fonction sinusoïdale de θ :

$$\varepsilon(\theta) = \frac{K \cdot n \cdot I}{2} \cdot \cos(\theta) = \hat{\varepsilon} \cdot \cos(\theta) \quad (\text{I.41})$$

avec K , le facteur de bobinage de l'enroulement.

Une telle distribution du bobinage engendre la création d'une seule paire de pôles. C'est à dire que la période électrique et la période spatiale de la force magnétomotrice sont confondues.

La création d'un enroulement multipolaire permet d'augmenter le nombre de paires de pôles rencontrés sur le parcours de la circonférence de l'entrefer.

Si p est le nombre de paires de pôles, la force magnétomotrice en un point M de l'entrefer a alors pour expression :

$$\varepsilon(M) = \hat{\varepsilon} \cdot \cos(p \cdot \theta) \quad (\text{I.42})$$

1.2.4.3 - Enroulement parcouru par un courant sinusoïdal

Ce même enroulement multipolaire est maintenant parcouru par un courant sinusoïdal d'expression $i = \sqrt{2} \cdot I \cdot \cos(\omega \cdot t)$.

L'axe de la bobine \vec{OS} est le siège d'une force magnétomotrice vibrante, de pulsation ω et d'amplitude $\hat{\varepsilon} = \sqrt{2} \cdot I$.

La force magnétomotrice, vue au point M situé dans l'entrefer de la machine, a alors pour expression :

$$\varepsilon(M) = \hat{\varepsilon} \cdot \cos(\omega \cdot t) \cdot \cos(p \cdot \theta) \quad (\text{I.43})$$

Cette relation peut être décomposée afin d'exprimer $\varepsilon(M)$ en fonction de deux forces magnétomotrices de même amplitude mais tournant en sens opposés (figure I.15) [CARON, 95]. Elles sont appelées forces magnétomotrices directe ε_d ou inverse ε_i selon qu'elles tournent respectivement dans le sens trigonométrique ou dans le sens horaire.

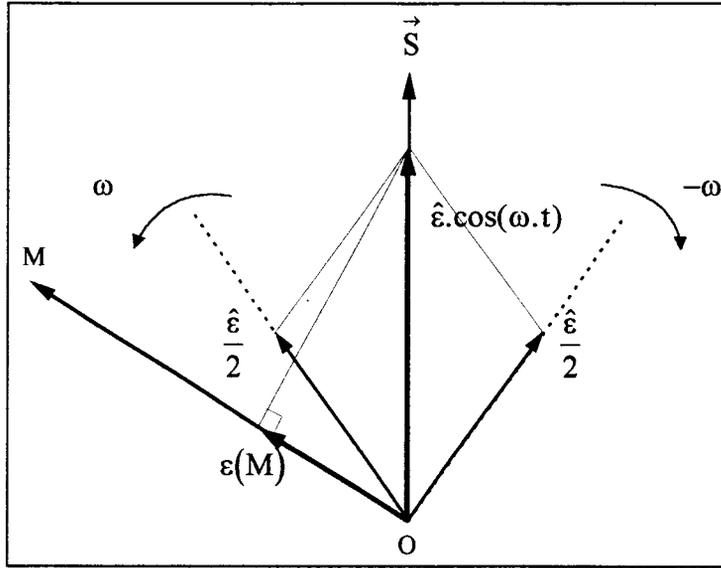


Figure I.15 - Force magnétomotrice créée par un courant sinusoïdal.

$$\boxed{\varepsilon(M) = \varepsilon(\theta, t) = \frac{\hat{\varepsilon}}{2} \cdot [\cos(\omega \cdot t - p \cdot \theta) + \cos(\omega \cdot t + p \cdot \theta)]} \quad (I.44)$$

I.2.4.4 - Enroulements diphasés parcourus par des courants en quadrature (machine asynchrone diphasée)

Considérons maintenant le cas de la machine asynchrone diphasée, constituée de deux enroulements disposés en quadrature dans l'espace électrique et à deux paires de pôles. On suppose que ces deux bobinages sont parcourus par des courants déphasés de 90° tels que :

$$i_{s1} = \sqrt{2} \cdot I_{s1} \cdot \cos(\omega_s \cdot t)$$

et
$$i_{s2} = \sqrt{2} \cdot I_{s2} \cdot \cos(\omega_s \cdot t + \frac{\pi}{2})$$

La force magnétomotrice située en un point M de l'entrefer, obtenue par projection sur l'axe \vec{OM} des forces magnétomotrices ε_{s1} et ε_{s2} , créées par chaque enroulement (figure I.16), s'écrit sous forme vectorielle :

$$\vec{\varepsilon}_s(\theta, t) = \vec{\varepsilon}_{s1}(\theta, t) + \vec{\varepsilon}_{s2}(\theta, t)$$

$$\varepsilon_s(\theta, t) = k_{s1} \cdot n_{s1} \cdot \sqrt{2} \cdot I_{s1} \cdot \cos(\omega_s \cdot t) \cdot \cos(p \cdot \theta) + k_{s2} \cdot n_{s2} \cdot \sqrt{2} \cdot I_{s2} \cdot \sin(\omega_s \cdot t) \cdot \sin(p \cdot \theta) \quad (I.45)$$

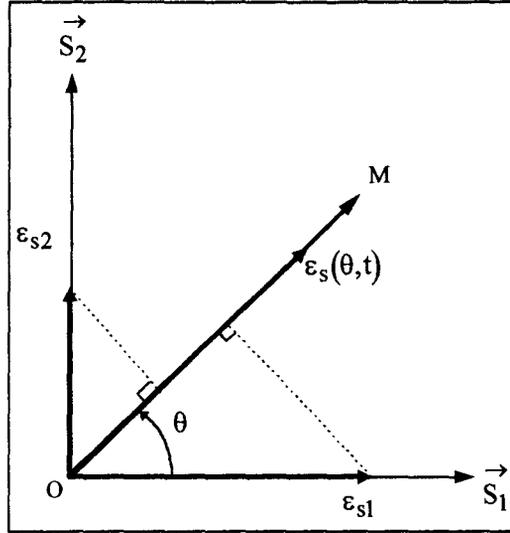


Figure I.16 - Forces magnétomotrices créées par un système diphasé.

Cette force magnétomotrice peut être décomposée en la somme de forces magnétomotrices directe et inverse :

$$\varepsilon_s(\theta, t) = \varepsilon_{sd} + \varepsilon_{si}$$

avec
$$\varepsilon_{sd} = \frac{(k_{s1} \cdot n_{s1} \cdot \sqrt{2} \cdot I_{s1} + k_{s2} \cdot n_{s2} \cdot \sqrt{2} \cdot I_{s2})}{2} \cdot \cos(\omega_s \cdot t - p \cdot \theta) \quad (I.46)$$

et
$$\varepsilon_{si} = \frac{(k_{s1} \cdot n_{s1} \cdot \sqrt{2} \cdot I_{s1} - k_{s2} \cdot n_{s2} \cdot \sqrt{2} \cdot I_{s2})}{2} \cdot \cos(\omega_s \cdot t + p \cdot \theta) \quad (I.47)$$

La force magnétomotrice résultante (référéncée par rapport à l'axe de l'enroulement principal d'axe $\vec{S}_1 \Rightarrow p \cdot \theta = 0$), issue de la somme vectorielle des forces magnétomotrices directe et inverse, tourne dans le sens de celle possédant le module le plus grand et voit son extrémité suivre un contour elliptique (figure I.17). On parle alors de **champ tournant elliptique** dans l'entrefer de la machine.

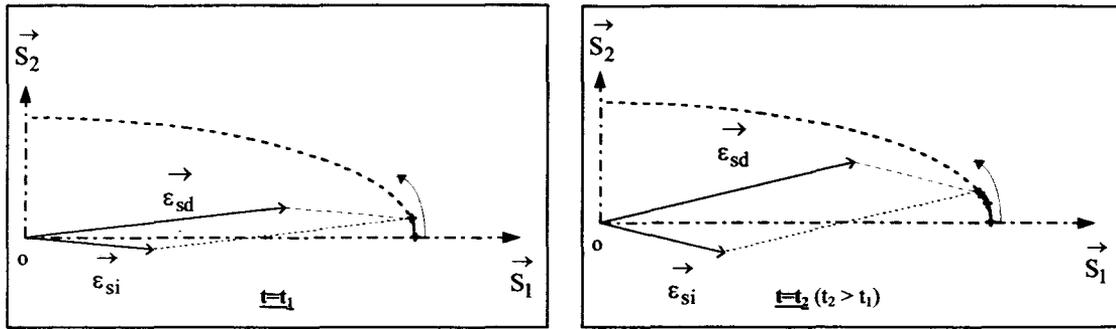


Figure I.17 - Champ tournant elliptique dans le sens trigonométrique ($\hat{\epsilon}_{sd} > \hat{\epsilon}_{si}$).

La machine asynchrone diphasée symétrique ou la machine asynchrone triphasée sont des cas particuliers de la machine asynchrone diphasée dissymétrique. Des courants d'amplitudes égales dans des bobinages identiques ont pour effet d'annuler une des composantes des forces magnétomotrices. Le champ tournant obtenu est alors circulaire.

I.2.4.5 - Obtention d'un champ tournant circulaire

Le champ tournant elliptique statorique est à l'origine du caractère pulsatoire du couple électromagnétique du moteur asynchrone diphasé dissymétrique. L'obtention d'un champ tournant circulaire statorique, qui aurait pour effet d'annuler ce phénomène, est possible si on respecte une condition sur les amplitudes des courants statoriques.

En effet, au vu des équations (I.46) et (I.47), on peut rendre sans effet une des deux forces magnétomotrices, directe ou inverse. Le choix de la composante à supprimer est justifié par le sens de rotation souhaité de la machine. Ainsi, le respect de la relation (I.48) permettra d'annuler la composante inverse des forces magnétomotrices statoriques et entraînera la rotation de la machine dans le sens direct.

$$\boxed{k_{s1} \cdot n_{s1} \cdot \sqrt{2} \cdot I_{s1} = k_{s2} \cdot n_{s2} \cdot \sqrt{2} \cdot I_{s2}} \quad (I.48)$$

Or
$$A = \frac{k_{s1} \cdot n_{s1}}{k_{s2} \cdot n_{s2}} \quad (I.49)$$

d'où
$$\boxed{I_{s2} = A \cdot I_{s1}} \quad (I.50)$$

Le champ tournant est ainsi circulaire. La machine se comporte alors comme une machine diphasée qui aurait des enroulements statoriques identiques et qui serait alimentée par des courants statoriques en quadrature et d'amplitudes égales.

Cette analogie entre le moteur asynchrone diphasé aux enroulements statoriques différents, et un moteur diphasé symétrique est importante. En effet, si moyennant un changement de variables, on arrive à considérer la machine comme étant équilibrée alors on peut présager que sa commande sera aisée. On pourra en effet appliquer les mêmes stratégies de contrôle que pour une machine triphasée ramenée dans le repère de Park.

Nota : Un champ tournant circulaire dans la machine n'implique pas des flux totalisés de même amplitude par bobines. La valeur du flux par spire est identique pour les deux bobinages. Or, ceux-ci ne possédant pas le même nombre de spires, ils présentent des flux totalisés d'amplitudes inégales.

I.2.4.6 - Effet sur le couple électromagnétique

La modélisation de la machine dans un repère diphasé (α, β) attaché aux enroulements statoriques, a permis d'établir une relation (I.38) liant le couple électromagnétique aux composantes (α, β) des courants.

$$c_e = p \cdot L_{s1} \cdot (1 - \sigma_1) \cdot \frac{1}{A} \cdot (i_{r\alpha} \cdot i_{s\beta} - i_{r\beta} \cdot i_{s\alpha})$$

On exprime cette relation en fonction des courants réels dans la machine $(i_{s1}, i_{s2}, i_{r1}, i_{r2})$. La relation (I.30) et les matrices de passage (I.9) et (I.10) vont permettre d'aboutir au résultat suivant :

$$c_e = p \cdot M_{s1} \cdot \left[\left(\frac{1}{A} \cdot \cos(\alpha_m) \cdot i_{s2} - \sin(\alpha_m) \cdot i_{s1} \right) \cdot i_{r1} - \left(\frac{1}{A} \cdot \sin(\alpha_m) \cdot i_{s2} + \cos(\alpha_m) \cdot i_{s1} \right) \cdot i_{r2} \right] \quad (I.51)$$

L'obtention d'un champ tournant statorique s'accompagne d'une relation rigide liant les amplitudes des courants statoriques et leur déphasage.

$$\begin{cases} i_{s1} = \sqrt{2} \cdot I_{s1} \cdot \cos(\omega_s \cdot t) \\ i_{s2} = \sqrt{2} \cdot A \cdot I_{s1} \cdot \sin(\omega_s \cdot t) \end{cases} \quad (I.52)$$

L'équation (I.51) devient après simplifications :

$$c_e = p \cdot M_{s1} \cdot \sqrt{2} \cdot I_{s1} \cdot [i_{r1} \cdot \sin(\omega_r \cdot t) - i_{r2} \cdot \cos(\omega_r \cdot t)] \quad (I.53)$$

Le champ tournant créé par les enroulements statoriques est circulaire. De plus, les bobinages fictifs rotoriques, modélisant la cage d'écuréuil, sont identiques et placés en quadrature dans l'espace électrique. Les tensions induites aux bornes des phases rotoriques sont déphasées de 90° et ont la même amplitude ; les courants rotoriques sont donc, eux aussi, déphasés de 90° et de même amplitude.

$$\begin{cases} i_{r1} = \sqrt{2} \cdot I_r \cdot \cos(\omega_r \cdot t - \varphi_r) \\ i_{r2} = \sqrt{2} \cdot I_r \cdot \sin(\omega_r \cdot t - \varphi_r) \end{cases} \quad (I.54)$$

avec φ_r , le déphasage de i_{r1} par rapport à i_{s1} ou de i_{r2} par rapport à i_{s2} .

La relation (I.53) se simplifie encore et nous amène au résultat suivant :

$$\boxed{c_e = 2 \cdot p \cdot M_{s1} \cdot I_{s1} \cdot I_r \cdot \sin(\varphi_r)} \quad (I.55)$$

Cette relation, peu exploitable de par la présence de plusieurs grandeurs non mesurables, a pour seul attrait de mettre en évidence l'absence de tout couple vibratoire. Le respect d'une relation rigide entre les deux courants statoriques nous permet ainsi de supprimer l'inconvénient majeur du moteur asynchrone diphasé dissymétrique.

I.3 - Conclusion

La machine asynchrone diphasée, classiquement alimentée par un réseau de tension monophasé, doit son fonctionnement possible grâce au condensateur placé en série avec son enroulement auxiliaire. Il permet la création d'un champ tournant statorique nécessaire au développement d'un couple à l'arrêt et donc la mise en rotation du moteur.

Le champ tournant créé n'est hélas pas circulaire mais décrit dans l'espace un contour elliptique, ce qui se traduit par des vibrations de couple nuisibles que ce soit pour la charge entraînée ou pour des raisons de bruit.

L'étude des forces magnétomotrices régnant au coeur de la machine a permis, outre une bonne compréhension des phénomènes rencontrés, de mettre en évidence la possibilité de créer un champ tournant statorique, non plus elliptique mais circulaire. On s'affranchit ainsi de toute vibration de couple au même titre que pour une machine asynchrone triphasée classique.

La condition posée nécessite de respecter un déphasage de 90° entre les deux courants statoriques et d'appliquer un coefficient de proportionnalité entre leurs amplitudes, coefficient déterminé par une caractéristique physique bien définie de la machine.

L'alimentation à mettre en oeuvre ne peut plus être monophasée ; il faut pouvoir contrôler parfaitement les deux courants propres au stator, ce qui nécessite une alimentation séparée des phases du moteur.

CHAPITRE II

ALIMENTATION DU MOTEUR ASYNCHRONE DIPHASE

II.1 - Introduction

Le respect d'une relation rigide sur les courants statoriques de la machine asynchrone diphasée (relation I.50) permet de s'affranchir des problèmes de couple électromagnétique pulsatoire. Il faut pour cela pourvoir d'une alimentation séparée des enroulements du stator.

Ce second chapitre a pour objectif de proposer une structure d'alimentation répondant à ce critère : le convertisseur 3/2.

La modélisation de l'axe de puissance présentée s'appuie sur un formalisme adapté dont l'intérêt est de nous conduire aisément à la structure de l'axe de commande.

II.2 - Le convertisseur 3/2

Notations :

- $R_{s1,2}, L_{s1,2}$: les résistances et les inductances propres des phases statoriques de la machine asynchrone diphasée,
- $e_{s1,2}$: les forces électromotrices des phases statoriques de la machine asynchrone diphasée,
- $\tilde{e}_{s1,2}$: grandeurs reconstituées de $e_{s1,2}$,
- $i_{s1,2}$: les courants des lignes 1 et 2 du convertisseur,
- $\hat{i}_{s1,2}$: grandeurs mesurées de $i_{s1,2}$,
- $i_{s1\text{ ref}}, i_{s2\text{ ref}}$: courants de référence des lignes 1 et 2 du convertisseur,
- $u_{m1,2}$: les tensions des lignes 1 et 2 prises par rapport à la ligne 3,
- u_{m1g}, u_{m2g} : les valeurs moyennes instantanées des tensions u_{m1} et u_{m2} ,
- u_{m13g} : la valeur moyenne de la tension composée prise entre les lignes 1 et 3 en sortie du convertisseur,
- u_{m32g} : la valeur moyenne de la tension composée prise entre les lignes 3 et 2 en sortie du convertisseur,
- u_{m21g} : la valeur moyenne de la tension composée prise entre les lignes 2 et 1 en sortie du convertisseur,
- R_e, L_e : la résistance et l'inductance du filtre inductif de l'alimentation du convertisseur,
- C_s : la capacité du condensateur du convertisseur,
- u_s : la tension aux bornes du condensateur du convertisseur,
- \hat{u}_s : grandeur mesurée de u_s ,
- e, i_e : la tension et le courant de l'alimentation du convertisseur,
- i_m, i_{mg} : le courant modulé et sa valeur moyenne instantanée du courant d'entrée du convertisseur,
- K_{ij} : interrupteur de la $i^{\text{ème}}$ ligne et de la $j^{\text{ème}}$ colonne du convertisseur ($i \in \{1;2;3\}, j \in \{1;2\}$),
- f_{ij} : fonction de connexion de l'interrupteur K_{ij} ($i \in \{1;2;3\}, j \in \{1;2\}$),
- f_{ijg} : fonction génératrice de connexion de l'interrupteur K_{ij} ($i \in \{1;2;3\}, j \in \{1;2\}$),
- $f_{ijg\text{ ref}}$: fonction génératrice de connexion de référence de l'interrupteur K_{ij} ($i \in \{1;2;3\}, j \in \{1;2\}$),

- m_i : fonction de conversion, déduite de la tension u_{mi3} prise entre la phase i et la phase 3 en sortie du convertisseur ($i \in \{1;2\}$),
- m_{ig} : fonction génératrice de conversion ($i \in \{1;2\}$),
- $m_{ig\text{reg}}$: fonction génératrice de conversion de référence ($i \in \{1;2\}$),
- m_{13g} : fonction génératrice de conversion déduite de la tension u_{m13g} ,
- m_{32g} : fonction génératrice de conversion déduite de la tension u_{m32g} ,
- m_{21g} : fonction génératrice de conversion déduite de la tension u_{m21g} ,
- T_m : période de modulation ou de commutation des interrupteurs,
- θ : déphasage entre m_{13g} et m_{32g} .

Un convertisseur statique 3/2 est une association de trois cellules de commutation à deux interrupteurs. Le montage le plus classique propre à cette structure est l'onduleur de tension, couramment utilisé pour alimenter les machines asynchrones par un réseau trois fils. La machine diphasée requiert, comme la machine triphasée, une alimentation au moyen de deux tensions indépendantes ; dans ces conditions, la mise en oeuvre d'un onduleur classique à trois bras de commutation est envisagée.

II.2.1 - Organisation fonctionnelle

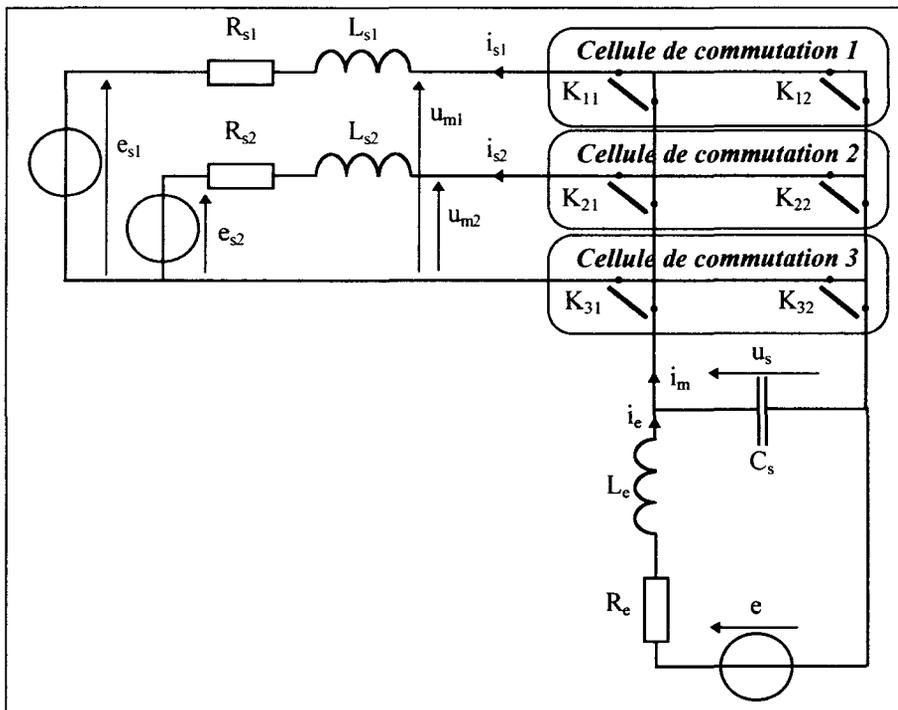


Figure II.1 - Représentation fonctionnelle normalisée du convertisseur 3/2.

La figure II.1 donne le schéma fonctionnel du convertisseur et de son environnement sous la forme de modèles.

Les grandeurs u_{m1} et u_{m2} sont les tensions, respectivement de la ligne 1 et de la ligne 2 prises par rapport à la ligne 3, choisie comme référence.

II.2.2 - Etablissement du modèle de connaissance

II.2.2.1 - Modélisation du bloc discontinu

Les fonctions de connexions [HAUTIER, 95], [GUILLAUD, 94], [DELEU, 97] vont permettre d'établir les relations liant les variables continues du système (u_s, i_{s1}, i_{s2}) aux variables modulées (i_m, u_{m1}, u_{m2}).

On désigne par f_{ij} la **fonction de connexion** d'un interrupteur K_{ij} [$i \in \{1,2,3\}$ et $j \in \{1,2\}$] telle que :

- $f_{ij} = 1$ si l'interrupteur est fermé,
- $f_{ij} = 0$ si l'interrupteur est ouvert.

Dans l'hypothèse de la conduction permanente, on obtient :

$$\begin{pmatrix} i_m \\ u_{m1} \\ u_{m2} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} f_{11} - f_{31} & f_{21} - f_{31} & 0 \\ 0 & 0 & f_{11} - f_{31} \\ 0 & 0 & f_{21} - f_{31} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ u_s \end{pmatrix} \quad (\text{II.1})$$

Les expressions $f_{i1} - f_{31}$ [$i \in \{1,2\}$] sont alors désignées **fonctions de conversion** m_i ; elles prennent trois valeurs distinctes $\{-1, 0, 1\}$ et sont les composantes de la **relation de conversion** suivante :

$$\begin{pmatrix} m_1 \\ m_2 \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} f_{11} \\ f_{21} \\ f_{31} \end{pmatrix} \quad (\text{II.2})$$

Cette relation représente la modulation bilatérale réalisée par la structure.

La relation matricielle (II.1) devient :

$$\begin{pmatrix} i_m \\ u_{m1} \\ u_{m2} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} m_1 & m_2 & 0 \\ 0 & 0 & m_1 \\ 0 & 0 & m_2 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ u_s \end{pmatrix} \quad (\text{II.3})$$

Nous sommes en présence d'un modèle hybride qui comporte à la fois des variables continues (i_{s1} , i_{s2} , u_s) et des variables modulées (i_m , u_{m1} , u_{m2}). La mise en oeuvre ultérieure d'un modèle de commande impose d'homogénéiser ces grandeurs.

En désignant par T_m la période de modulation ou de commutation, on définit **la fonction génératrice de connexion** :

$$f_{ijg}(q, t) = \frac{1}{T_m} \int_{q \cdot T_m}^{(q+1) \cdot T_m} f_{ij} \cdot dt \quad (\text{II.4})$$

Cette fonction représente la connexion moyenne établie sur la $q^{\text{ième}}$ période T_m par l'interrupteur j situé dans la cellule i (voir figure II.2).

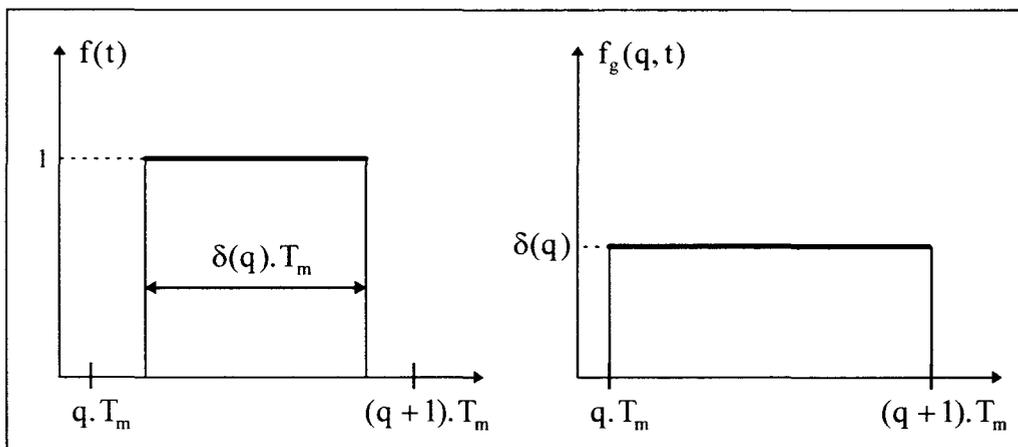


Figure II.2 - Fonction de connexion et fonction génératrice de connexion.

Lorsque la période T_m est supposée infiniment petite, la fonction génératrice exprime la **valeur moyenne instantanée** de la connexion, soit :

$$f_{ijg}(t) = \left(\frac{1}{T_m} \int_{q \cdot T_m}^{(q+1) \cdot T_m} f_{ij}(\tau) \cdot d\tau \right)_{T_m \rightarrow 0} \quad (II.5)$$

Pratiquement, la fréquence de commutation ne peut être infiniment grande et on considère alors une bande de fréquences utiles dans laquelle connexion moyenne et connexion instantanée sont équivalentes. Une analyse spectrale montrerait que cette équivalence est largement validée tant que :

$$\omega_u \cdot T_m < 1 \quad (II.6)$$

avec ω_u , la pulsation d'utilisation.

Ce qui revient également à dire que la période de commutation doit être adaptée à la bande passante des filtres passe-bas que sont les charges interconnectées. Dans ces conditions, la fonction génératrice se confond effectivement à la valeur moyenne instantanée et, ce qui est vrai pour les connexions l'est évidemment pour les fonctions de conversion de sorte que la relation (II.3) devient :

$$\underline{\mathbf{R}}_2 : \quad \begin{pmatrix} i_{mg} \\ u_{m1g} \\ u_{m2g} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} m_{1g} & m_{2g} & 0 \\ 0 & 0 & m_{1g} \\ 0 & 0 & m_{2g} \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ u_s \end{pmatrix} \quad (II.7)$$

i_{mg} , u_{m1g} et u_{m2g} sont respectivement les valeurs moyennes instantanées des grandeurs modulées i_m , u_{m1} et u_{m2} .

II.2.2.2 - Modélisation du bloc continu

Le bloc continu est formé de deux ensembles : la source et la charge.

La source est constituée d'un pont PD2 connecté au réseau monophasé de tension. La sortie de ce convertisseur statique, de tension égale à e , est mise en série avec un filtre inductif

(R_e, L_e) afin d'assimiler l'ensemble à une source de courant i_e . Un condensateur de capacité C_s placé en parallèle permet alors d'obtenir une source de tension de valeur u_s .

La source est régie par le couple d'équations suivant :

$$\underline{R}_3 : \quad \left(R_e + L_e \cdot \frac{d}{dt} \right) \cdot i_e = e - u_s \quad (\text{II.8})$$

$$\underline{R}_4 : \quad \left(C_s \cdot \frac{d}{dt} \right) \cdot u_s = i_e - i_{mg} \quad (\text{II.9})$$

La charge, qui correspond au moteur asynchrone diphasé, n'est modélisée ici que partiellement. L'objectif étant d'élaborer la commande du convertisseur, les enroulements statoriques sont chacun représentés par une bobine (R_{si}, L_{si} avec $i \in \{1,2\}$) mise en série avec une source de tension (e_{si} avec $i \in \{1,2\}$) désignant les forces électromotrices de la machine.

$$\underline{R}_5 : \quad \begin{bmatrix} R_{s1} + L_{s1} \cdot \frac{d}{dt} & 0 \\ 0 & R_{s2} + L_{s2} \cdot \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} u_{m1g} - e_{s1} \\ u_{m2g} - e_{s2} \end{pmatrix} \quad (\text{II.10})$$

II.2.2.3 - Description informationnelle du modèle de connaissance homogénéisé

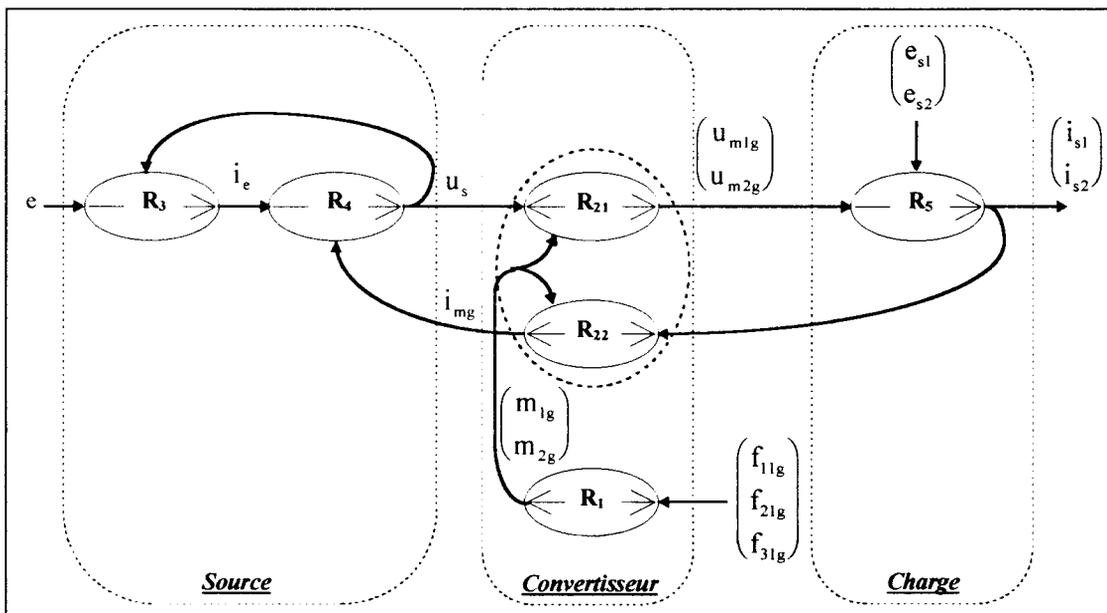


Figure II.3 - Graphe Informationnel Causal de l'ensemble source-convertisseur-charge.

Le Graphe Informationnel Causal de la figure II.3 donne l'articulation entre les différents processeurs établissant les relations précédentes. On retrouve ainsi les trois causalités intégrales définies par les expressions II.8, II.9 et II.10.

Le processeur R_1 contient la relation de conversion (II.2) appliquée aux fonctions génératrices :

$$\underline{R}_1 : \quad \begin{pmatrix} m_{1g} \\ m_{2g} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} f_{11g} \\ f_{21g} \\ f_{31g} \end{pmatrix} \quad (\text{II.11})$$

La relation rigide R_2 a été scindée en deux processeurs R_{21} et R_{22} tels que :

$$\underline{R}_{21} : \quad \begin{pmatrix} u_{m1g} \\ u_{m2g} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} m_{1g} \\ m_{2g} \end{bmatrix} \cdot u_s \quad (\text{II.12})$$

$$\underline{R}_{22} : \quad i_{mg} = \begin{bmatrix} m_{1g} & m_{2g} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.13})$$

II.2.3 - Elaboration de la commande du convertisseur

II.2.3.1 - Concepts de modèle inverse

Une **relation rigide** ne dépend pas du temps [HAUTIER, 96]. Son inversion est réalisable directement si les paramètres sont parfaitement connus ; la relation de conversion R_1 et celle de modulation R_2 sont des cas typiques de relations inversibles directement au sens de la causalité mais pas forcément au sens de la réciprocité puisque la relation R_1 n'est pas bijective. On fait alors appel à une entrée supplémentaire dont l'action est déterminée à partir de critères heuristiques.

Une **relation causale** est par nature non bijective en raison des conditions initiales induites par l'effet accumulateur. Dans ces conditions, on a recours à l'inversion indirecte grâce à une boucle d'asservissement à grand gain sur l'écart entre la sortie y et la valeur souhaitée y_{ref} .

La figure II.4 illustre les principes ainsi décrits.

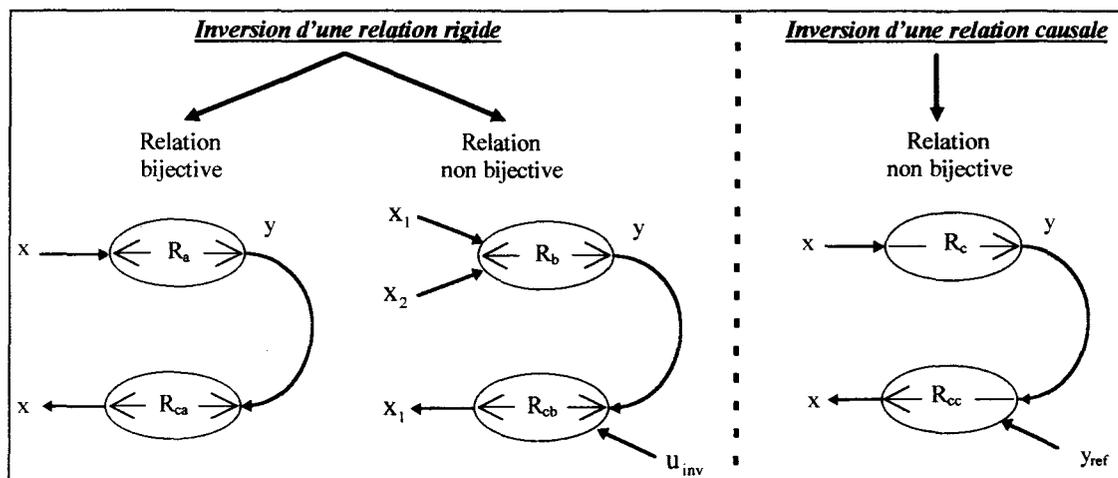


Figure II.4 - Inversion d'un processeur élémentaire.

II.2.3.2 - Détermination de la commande

L'élaboration de la commande s'obtient alors par application des règles d'inversion précédentes à chacun des processeurs du modèle Graphe Informationnel Causal. On aboutit au schéma de la figure II.5 représentant le convertisseur associé à son bloc de commande. Le module « interfaçage commande/puissance » contient tous les éléments non pris en compte tels que le modulateur ou les différents capteurs.

On adopte les notations suivantes pour les différentes valeurs d'une grandeur réelle x :

\bar{x} : valeur reconstituée de x ,

\tilde{x} : valeur estimée de x ,

\hat{x} : valeur mesurée de x .

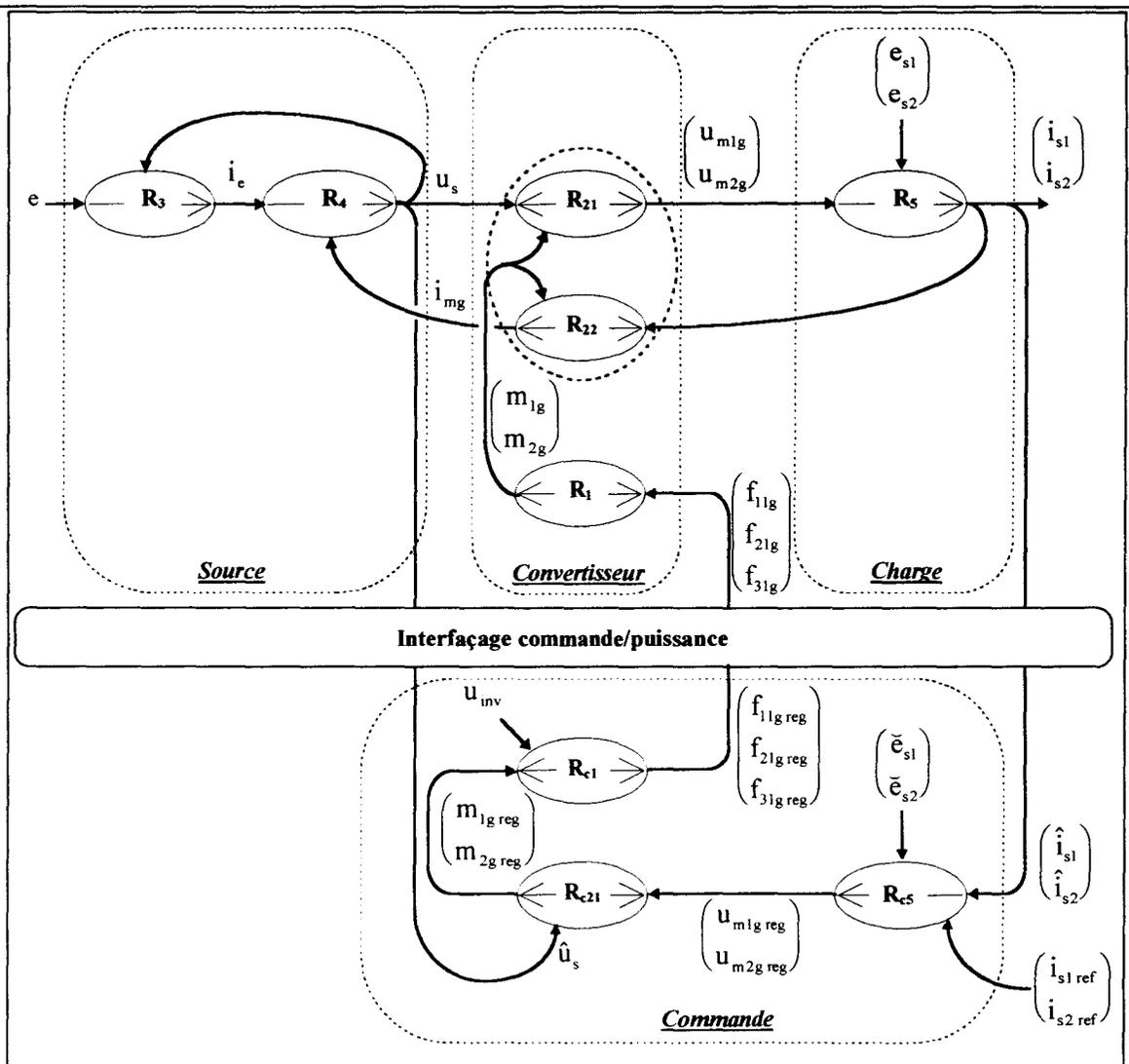


Figure II.5 - Graphe Informationnel Causal de l'ensemble source-convertisseur-charge associé au bloc de commande.

La relation R_5 modélisant le moteur asynchrone diphasé est une relation causale ; on obtient la relation inverse R_{c5} par l'asservissement des courants i_{s1} et i_{s2} . La mesure des deux courants est dès lors nécessaire. En toute rigueur, les forces électromotrices de la machine doivent être reconstruites afin de compenser leurs effets perturbateurs. Il n'est pas possible dans le cas de la machine diphasée dissymétrique de mesurer ou d'estimer ces grandeurs ($\tilde{e}_{s1} = 0$; $\tilde{e}_{s2} = 0$). Les correcteurs choisis dans les boucles d'asservissements devront être robustes vis-à-vis de ces perturbations.

La relation R_{21} est rigide et bijective. Elle traduit la non linéarité introduite par le convertisseur dont le rôle est celui d'un amplificateur. L'inversion de la relation est immédiate R_{c21} et linéarise le système. La mesure de la tension aux bornes du condensateur du convertisseur 3/2 est à cet effet requise.

La relation R_1 est non causale mais son inversion R_{c1} est indirecte car elle est non bijective. On a recours à une entrée supplémentaire u_{inv} .

La synthèse de l'élaboration de la commande est reprise dans le tableau de la figure II.6.

Relations	Processus	Commande
$R_5 \Rightarrow R_{c5}$	$\begin{bmatrix} R_{s1} + L_{s1} \cdot \frac{d}{dt} & 0 \\ 0 & R_{s2} + L_{s2} \cdot \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} u_{m1} - e_{s1} \\ u_{m2} - e_{s2} \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} u_{m1 \text{ reg}} \\ u_{m2 \text{ reg}} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} C_1(i_{s1 \text{ ref}} - \hat{i}_{s1}) \\ C_2(i_{s2 \text{ ref}} - \hat{i}_{s2}) \end{bmatrix}$
$R_{21} \Rightarrow R_{c21}$	$\begin{pmatrix} u_{m1g} \\ u_{m2g} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} m_{1g} \\ m_{2g} \end{pmatrix} \cdot u_s$	$\begin{pmatrix} m_{1g \text{ reg}} \\ m_{2g \text{ reg}} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} u_{m1g \text{ reg}} \\ u_{m2g \text{ reg}} \end{pmatrix} \cdot \frac{1}{\hat{u}_s}$
$R_1 \Rightarrow R_{c1}$	$\begin{pmatrix} m_{1g} \\ m_{2g} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} f_{11g} \\ f_{21g} \\ f_{31g} \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} m_{1g \text{ reg}} \\ m_{2g \text{ reg}} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} f_{11g \text{ reg}} \\ f_{21g \text{ reg}} \\ f_{31g \text{ reg}} \end{pmatrix}$ $\begin{cases} f_{11g \text{ reg}} = f(m_{1g \text{ reg}}, m_{2g \text{ reg}}, u_{inv}) \\ f_{21g \text{ reg}} = f(m_{1g \text{ reg}}, m_{2g \text{ reg}}, u_{inv}) \\ f_{31g \text{ reg}} = f(m_{1g \text{ reg}}, m_{2g \text{ reg}}, u_{inv}) \end{cases}$

Figure II.6 - Inversion des relations.

La commande conçue aisément par inversion du graphe de causalité du convertisseur 3/2, est composée de trois ensembles fonctionnels bien distincts (figure II.7) :

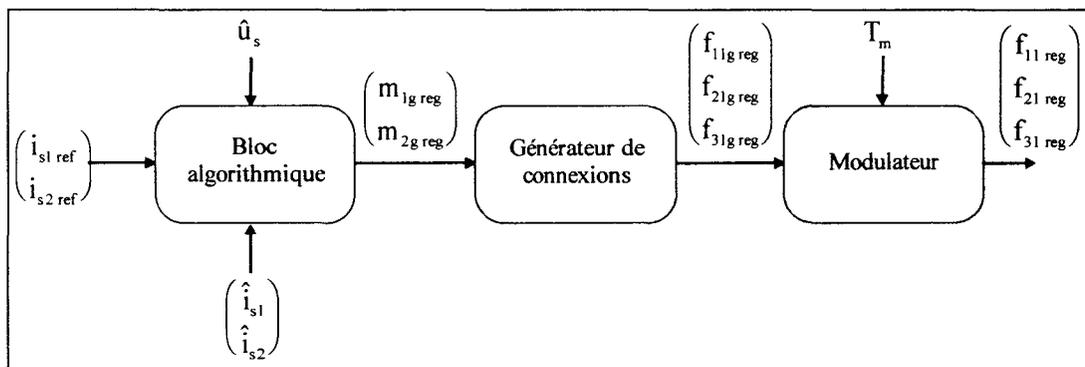


Figure II.7 - Synoptique de la commande du convertisseur 3/2.

- **le bloc algorithmique**, qui regroupe les relations R_{c5} et R_{c21} , contient les boucles d'asservissements des courants et le module de linéarisation. L'étude faite dans le chapitre I a permis de dégager deux points importants. D'une part, les équations de la machine asynchrone diphasée dans le repère de Park sont inexploitablement (relations I.11 et I.14) de par la complexité induite par le déséquilibre des enroulements statoriques. D'autre part, l'obtention d'un champ tournant circulaire, nécessaire pour supprimer les vibrations du couple électromagnétique, requiert le respect de deux conditions sur les courants statoriques : des signaux en quadrature et un rapport d'amplitude bien déterminé. Les enroulements étant déséquilibrés, ces lois ne sont pas vraies en ce qui concerne les tensions statoriques ; on ne peut pas déterminer pour ces grandeurs le déphasage et le rapport d'amplitude nécessaire à un champ tournant circulaire. En conclusion, l'asservissement des courants de la machine se fera par rapport à des grandeurs sinusoïdales de fréquence variable. A cet effet, une structure particulière de correcteur va être mise en oeuvre ; elle fait l'objet du chapitre III.

- **le générateur de connexions** R_{c1} dont le rôle est d'assurer le passage des fonctions génératrices de conversion aux fonctions génératrices de connexion.

- **le modulateur** qui a en charge, comme son nom l'indique, la modulation des fonctions génératrices de connexion. Ce module basé sur des problèmes de nature technique, est détaillé dans le chapitre VI, dédié à la réalisation expérimentale.

II.3 - Le générateur de connexions

Le passage des fonctions génératrices de conversion, images des tensions appliquées aux enroulements de la machine asynchrone diphasée, aux fonctions génératrices de connexion n'est pas immédiat étant donné la propriété non bijective de la relation de conversion (relation II.11). Il faut avoir recours à une entrée supplémentaire appelée u_{inv} (figure II.8) dont la valeur reste à déterminer. Il existe à cet égard une infinité de solutions et, dans le cas des systèmes triphasés, la littérature fait état de diverses méthodes : injection d'harmoniques trois [HOULDSWORTH, 84] [TRZYNADLOWSKY, 89], générateurs de connexions optimisés

[FRANCOIS, 95] [GUILLAUD, 96] [DEGOBERT, 95], utilisation du vecteur spatial instantané [CAMBRONNE, 96]. Dans le cas d'un fonctionnement en mode diphasé équilibré, certaines de ces méthodes telle que l'injection d'harmonique, ne peuvent être appliquées.

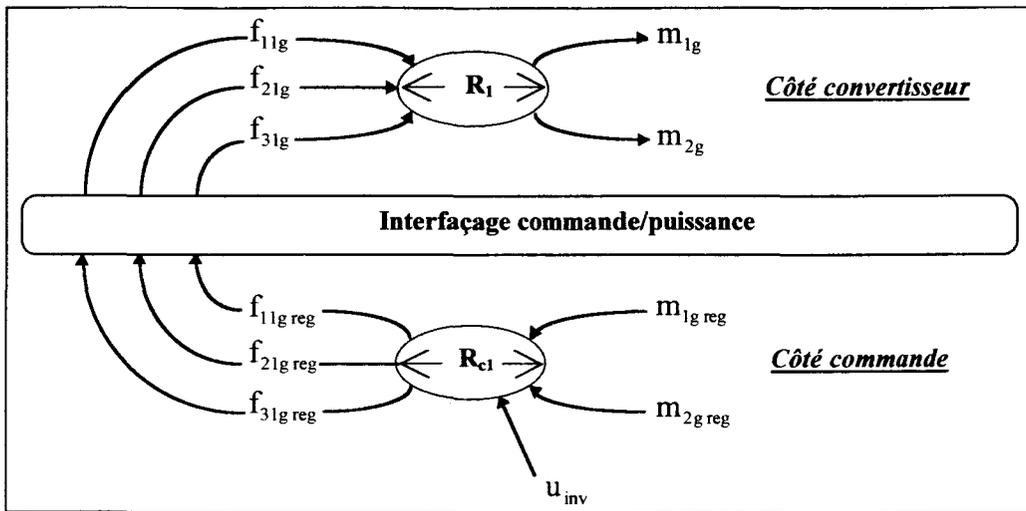


Figure II.8 - Inversion de la relation de conversion.

La seule contrainte imposée pour l'élaboration des fonctions génératrices de connexion est le respect des intervalles de définition inhérent à chaque type de fonction, $[-1,1]$ pour une fonction de conversion et $[0,1]$ pour une fonction de connexion. La résolution de ce problème est envisageable suivant plusieurs approches.

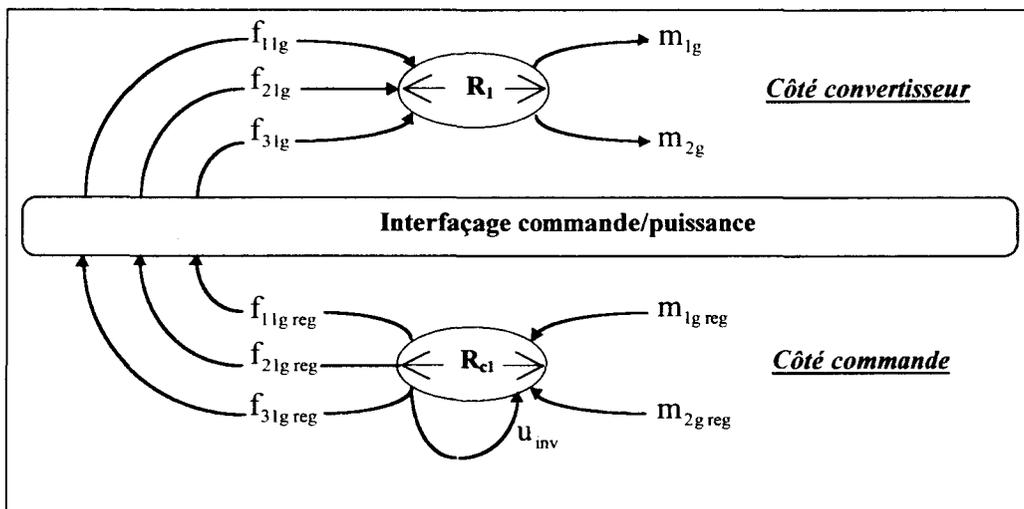


Figure II.9 - Inversion de la relation de conversion par commutation à rapport cyclique constant du bras de référence.

La première approche est de considérer la grandeur d'entrée u_{inv} comme étant égale à la fonction génératrice de connexion f_{31g} (figure II.9) et d'attribuer à celle-ci une valeur constante égale à $1/2$; **le bras de référence** (cellule de commutation N°3) **commute alors à rapport cyclique constant**. On se retrouve ainsi avec un système solvable de deux équations, avec pour paramètres $m_{1g\ reg}$, $m_{2g\ reg}$ et $f_{31g\ reg}$ à deux inconnues $f_{11g\ reg}$ et $f_{21g\ reg}$.

La seconde approche est d'introduire une troisième fonction de conversion (figure II.10), dépendante de $m_{1g\ reg}$ et de $m_{2g\ reg}$, et d'appliquer une démarche rencontrée dans le cas des systèmes triphasés : **le tri optimisé des fonctions génératrices de conversion**. Cette méthode s'emploie après un tri par ordre croissant effectué sur les valeurs instantanées des fonctions génératrices de conversion, à définir judicieusement les trois fonctions génératrices de connexion.

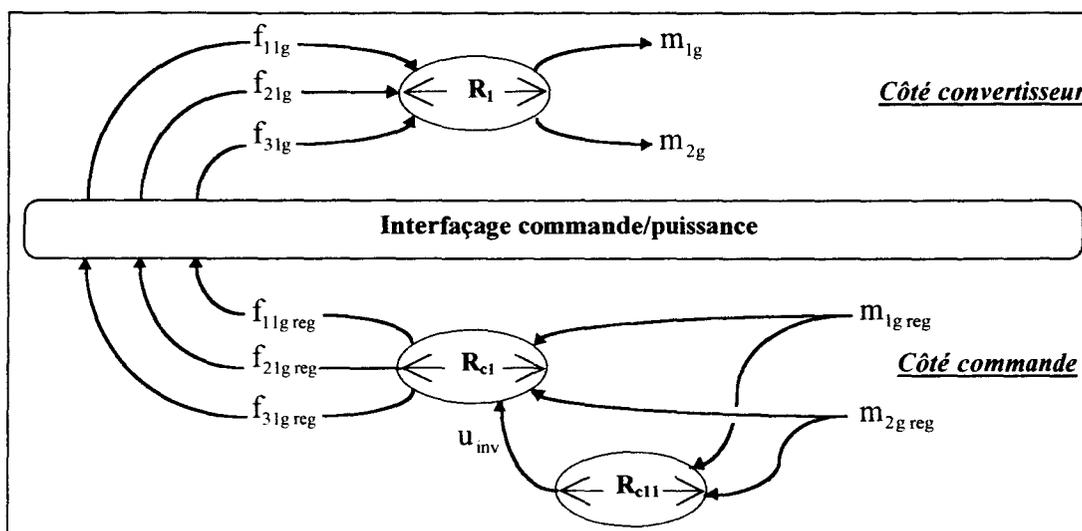


Figure II.10 - Inversion de la relation de conversion par tri optimisé.

La troisième approche est de créer une fonction de conversion supplémentaire, qui n'a pas de sens physique pour le système, mais qui permettra de **rendre la matrice de conversion inversible**. Cette variable complémentaire doit donc être définie comme linéairement indépendante des deux fonctions originelles $m_{1g\ reg}$ et $m_{2g\ reg}$. Le Graphe Informationnel Causal reste identique à celui de la figure II.10 ; seul le contenu des processeurs R_{c1} et R_{c11} change.

II.3.1 - Méthode 1 : commutation à rapport cyclique constant du bras de référence

II.3.1.1 - Principe de la méthode

On choisit de fixer la fonction génératrice de connexion du bras de référence $f_{31g\text{ reg}}$ à une valeur constante de $\frac{1}{2}$. Le graphe informationnel causal de la figure II.11 montre qu'il est alors possible d'inverser directement les processeurs R_{11} et R_{12} issus de la relation de conversion (II.11) ; les relations inverses sont respectivement R_{c11} et R_{c12} .

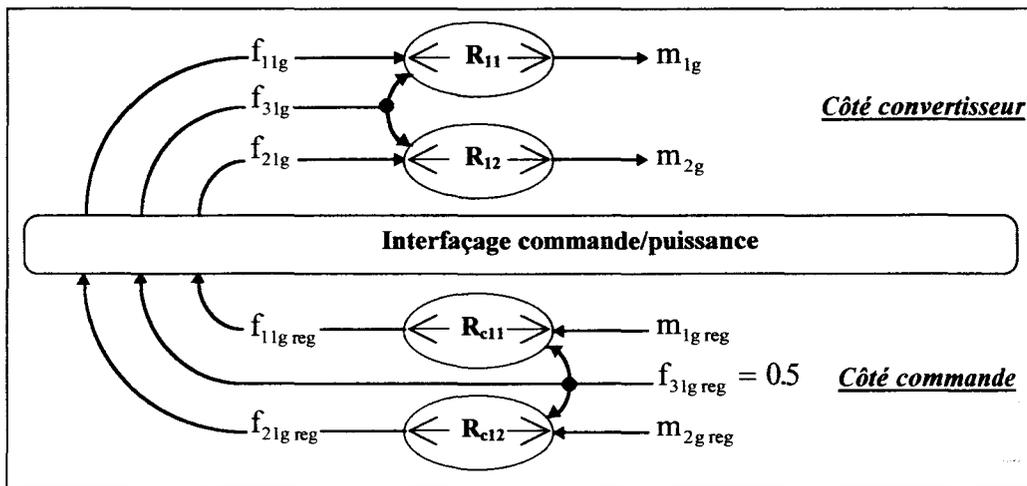


Figure II.11 - Inversion de la relation de conversion par commutation à rapport cyclique constant du bras de référence.

On déduit les fonctions génératrices de connexions $f_{11g\text{ reg}}$ et $f_{21g\text{ reg}}$ des équations suivantes:

$$\begin{cases} R_{11} \rightarrow m_{1g} = f_{11g} - f_{31g} \\ R_{12} \rightarrow m_{2g} = f_{21g} - f_{31g} \\ f_{31g} = f_{31g\text{ reg}} = \frac{1}{2} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} R_{c11} \rightarrow f_{11g\text{ reg}} = m_{1g\text{ reg}} + \frac{1}{2} \\ R_{c12} \rightarrow f_{21g\text{ reg}} = m_{2g\text{ reg}} + \frac{1}{2} \\ f_{31g\text{ reg}} = \frac{1}{2} \end{cases} \quad (\text{II.14})$$

II.3.1.2 - Résultats de simulation

Les essais de simulations et expérimentaux présentés pour les trois méthodes sont réalisés dans les mêmes conditions. On considère deux fonctions génératrices de conversion $m_{1g\text{ reg}}$ et

$m_{2g \text{ reg}}$, entrées du système, déphasées de 90° et de valeurs maximales respectivement égales à 0.5 et 0.43 (figure II.12). De tels paramètres permettent d'observer les résultats obtenus pour un cas proche de l'application future, l'association du convertisseur 3/2 à une machine asynchrone diphasée déséquilibrée.

L'application de cette méthode présente des résultats conformes à ceux attendus. Les fonctions génératrices de connexion $f_{11g \text{ reg}}$ et $f_{21g \text{ reg}}$ (figures II.13 et II.14) ont une allure similaire aux fonctions de conversion, respectivement $m_{1g \text{ reg}}$ et $m_{2g \text{ reg}}$.

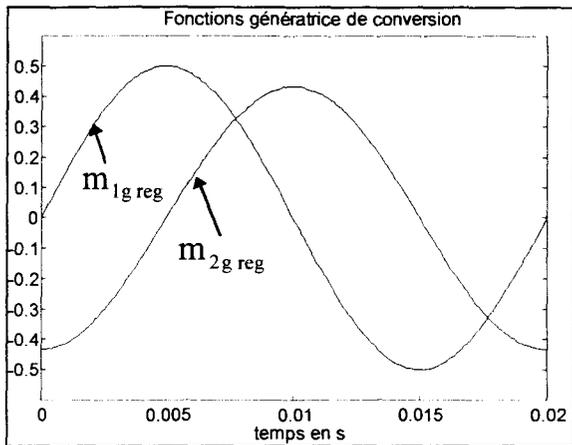


Figure II.12 - Fonctions génératrices de conversion.

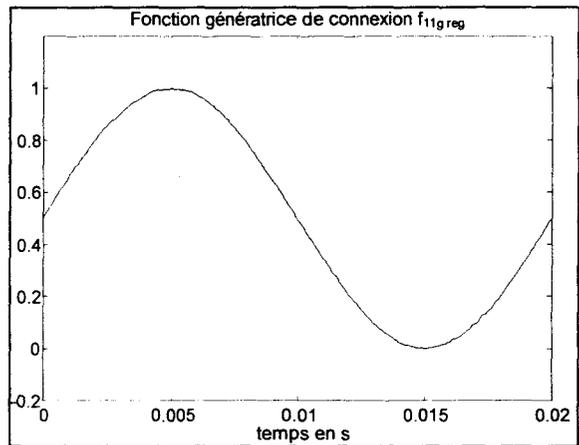


Figure II.13 - Fonction génératrice de connexion $f_{11g \text{ reg}}$.

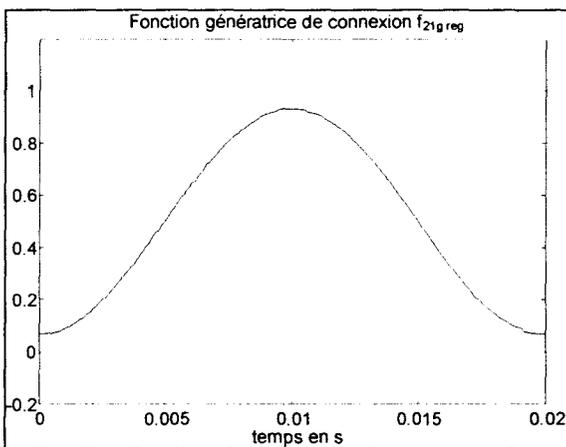


Figure II.14 - Fonction génératrice de connexion $f_{21g \text{ reg}}$.

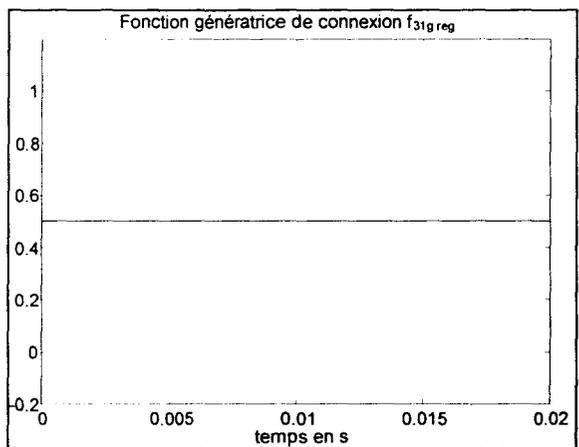


Figure II.15 - Fonction génératrice de connexion $f_{31g \text{ reg}}$.

La figure II.15 montre la fonction génératrice de connexion propre au bras de référence qui commute suivant un rapport cyclique constant de $\frac{1}{2}$.

Séduisante par sa simplicité, cette solution induit des restrictions d'emploi qui seront explicitées dans le paragraphe dédié aux limites de chaque générateur de connexion présenté.

II.3.2 - Méthode 2 : tri optimisé des fonctions génératrices de conversion

II.3.2.1 - Principe de la méthode

La première méthode consistait à imposer la fonction de connexion relative au bras de référence. On applique ici une alternative rencontrée dans le cas des systèmes triphasés, et dont l'idée générale est d'imposer à nouveau une fonction génératrice de connexion, mais le choix de cette fonction ainsi que la valeur à lui affecter dépendent des fonctions génératrices de conversion de référence [VANDECASTEELE, 96].

La modélisation du convertisseur met en évidence la présence de deux fonctions génératrices de conversion m_{1g} et m_{2g} , qui représentent physiquement les grandeurs réduites des tensions appliquées aux enroulements de la machine. Ces deux fonctions sont référencées par rapport à un bras de référence (voir figure II.1). Pour l'application de la méthode de tri optimisé, il est judicieux de faire intervenir les trois fonctions de conversion m_{13g} , m_{32g} et m_{21g} qui sont les grandeurs déduites des tensions composées prises entre les trois points de sortie de l'onduleur de tension. Les relations liant les fonctions de conversion utilisées pour la modélisation et celles nécessaires pour le générateur de connexion sont les suivantes :

$$\begin{cases} m_{13g} = m_{1g} = f_{11g} - f_{31g} \\ m_{32g} = -m_{2g} = f_{31g} - f_{21g} \end{cases} \quad (\text{II.15})$$

La troisième fonction génératrice de conversion m_{21g} est déterminée suivant les propriétés d'un système triphasé sans neutre :

$$m_{13g} + m_{32g} + m_{21g} = 0 \quad (\text{II.16})$$

Il en découle :

$$m_{21g} = -m_{13g} - m_{32g} = m_{2g} - m_{1g} \quad (\text{II.17})$$

Après obtention de ces trois fonctions génératrices de conversion, on procède à un tri sur leur valeur. Supposons, pour la clarté de la démonstration, que les références $m_{13g\text{ reg}}$, $m_{32g\text{ reg}}$ et $m_{21g\text{ reg}}$ forment un système triphasé équilibré (figure II.16).

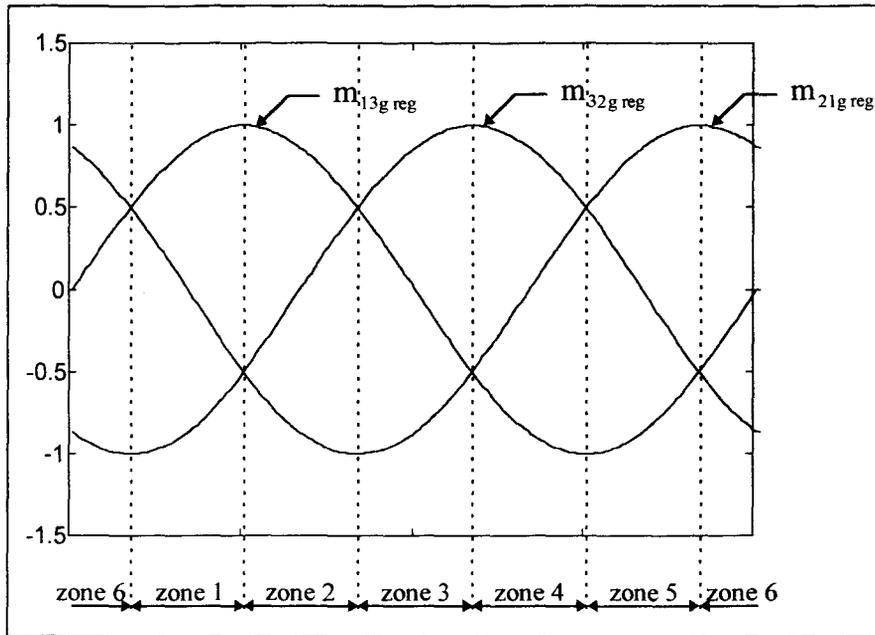


Figure II.16 - Tri des fonctions génératrices de conversion.

On définit six zones distinctes selon l'agencement des fonctions génératrices de conversion, regroupées dans le tableau de la figure II.17 ci-dessous.

Zone 1	$m_{13g\text{ reg}} \geq m_{21g\text{ reg}} \geq m_{32g\text{ reg}}$
Zone 2	$m_{13g\text{ reg}} \geq m_{32g\text{ reg}} \geq m_{21g\text{ reg}}$
Zone 3	$m_{32g\text{ reg}} \geq m_{13g\text{ reg}} \geq m_{21g\text{ reg}}$
Zone 4	$m_{32g\text{ reg}} \geq m_{21g\text{ reg}} \geq m_{13g\text{ reg}}$
Zone 5	$m_{21g\text{ reg}} \geq m_{32g\text{ reg}} \geq m_{13g\text{ reg}}$
Zone 6	$m_{21g\text{ reg}} \geq m_{13g\text{ reg}} \geq m_{32g\text{ reg}}$

Figure II.17 - Résultat du tri des fonctions génératrices de conversion.

Le choix de la fonction génératrice à imposer ainsi que la valeur à lui affecter vont être issus d'un raisonnement basé sur le tri effectué. Prenons pour exemple les cas de la zone 1 et de la zone 2.

$$\text{Zone 1 :} \quad m_{13g \text{ reg}} \geq m_{21g \text{ reg}} \geq m_{32g \text{ reg}} \quad (\text{II.18})$$

Ces inégalités apportent deux informations décisives pour la suite de la démarche :

- $m_{13g \text{ reg}} = f_{11g \text{ reg}} - f_{31g \text{ reg}}$ est la plus grande des fonctions génératrices de conversion. Dès lors, on en déduit que :

$$f_{11g \text{ reg}} \geq f_{31g \text{ reg}} \quad (\text{II.19})$$

- $m_{32g \text{ reg}} = f_{31g \text{ reg}} - f_{21g \text{ reg}}$ est la plus petite des fonctions génératrices de conversion. Il en résulte que :

$$f_{21g \text{ reg}} \geq f_{31g \text{ reg}} \quad (\text{II.20})$$

Les inéquations (II.19) et (II.20) mettent en évidence la fonction génératrice de connexion à imposer pour cette zone ; il s'agit de $f_{31g \text{ reg}}$. Un choix logique de $f_{31g \text{ reg}} = 0$ permet de vérifier les deux relations quelles que soient les valeurs des deux autres fonctions génératrices.

La valeur attribuée à $f_{31g \text{ reg}}$ étant égale à 0, il ne reste plus qu'à calculer les deux autres fonctions génératrices de connexion :

$$m_{13g \text{ reg}} = f_{11g \text{ reg}} - f_{31g \text{ reg}} \Rightarrow f_{11g \text{ reg}} = m_{13g \text{ reg}} \quad (\text{II.21})$$

$$m_{32g \text{ reg}} = f_{31g \text{ reg}} - f_{21g \text{ reg}} \Rightarrow f_{21g \text{ reg}} = -m_{32g \text{ reg}} \quad (\text{II.22})$$

La démarche suivie permet d'affecter des valeurs aux trois fonctions génératrices de connexion lorsqu'on se trouve dans la configuration de la zone 1, c'est à dire $m_{13g \text{ reg}} \geq m_{21g \text{ reg}} \geq m_{32g \text{ reg}}$.

Appliquons une démarche analogue pour la zone 2.

$$\text{Zone 2 :} \quad m_{13g \text{ reg}} \geq m_{32g \text{ reg}} \geq m_{21g \text{ reg}} \quad (\text{II.23})$$

De la même manière que pour la zone 1, on déduit de ces inégalités les deux informations suivantes :

- $m_{13g \text{ reg}} = f_{11g \text{ reg}} - f_{31g \text{ reg}}$ est la plus grande des fonctions génératrices de conversion. Dès lors, on en déduit que :

$$f_{11g \text{ reg}} \geq f_{31g \text{ reg}} \quad (\text{II.24})$$

- $m_{21g \text{ reg}} = f_{21g \text{ reg}} - f_{11g \text{ reg}}$ est la plus petite des fonctions génératrices de conversion. Il en résulte que :

$$f_{11g \text{ reg}} \geq f_{21g \text{ reg}} \quad (\text{II.25})$$

La fonction génératrice de connexion à imposer est ici $f_{11g \text{ reg}}$ et on lui donnera la valeur $f_{11g \text{ reg}} = 1$; les inéquations sont respectées quelles que soient les valeurs de $f_{21g \text{ reg}}$ et $f_{31g \text{ reg}}$.

Les autres fonctions génératrices de connexion se déduisent de la valeur de $f_{11g \text{ reg}}$.

$$m_{13g \text{ reg}} = f_{11g \text{ reg}} - f_{31g \text{ reg}} \Rightarrow f_{31g \text{ reg}} = 1 - m_{13g \text{ reg}} \quad (\text{II.26})$$

$$m_{21g \text{ reg}} = f_{21g \text{ reg}} - f_{11g \text{ reg}} \Rightarrow f_{21g \text{ reg}} = 1 + m_{21g \text{ reg}} \quad (\text{II.27})$$

Un calcul similaire pour les autres zones permet d'aboutir au tableau de résultats suivant (figure II.18) :

	$f_{11g \text{ reg}}$	$f_{21g \text{ reg}}$	$f_{31g \text{ reg}}$
Zone 1	$m_{13g \text{ reg}}$	$-m_{32g \text{ reg}}$	0
Zone 2	1	$1 + m_{21g \text{ reg}}$	$1 - m_{13g \text{ reg}}$
Zone 3	$-m_{21g \text{ reg}}$	0	$m_{32g \text{ reg}}$
Zone 4	$1 + m_{13g \text{ reg}}$	$1 - m_{32g \text{ reg}}$	1
Zone 5	0	$m_{21g \text{ reg}}$	$-m_{13g \text{ reg}}$
Zone 6	$1 - m_{21g \text{ reg}}$	1	$1 + m_{32g \text{ reg}}$

Figure II.18 - Valeurs des fonctions génératrices de connexion.

Le Graphe Informationnel Causal de la figure II.19 synthétise l'organisation interne du générateur de connexion présenté :

- la relation R_{c12} est l'opération identité, passage de $m_{1g \text{ reg}}$ à $m_{13g \text{ reg}}$,
- la relation R_{c13} est l'inversion du signe de $m_{2g \text{ reg}}$ afin d'obtenir $m_{32g \text{ reg}}$,
- la relation R_{c14} est composé de la relation II.18 qui permet de reconstruire $m_{21g \text{ reg}}$; cette grandeur représente l'entrée supplémentaire nécessaire afin de pouvoir inverser, au sens du formalisme utilisé, la relation R_1 ,
- le processeur R_{c15} contient l'algorithme de tri optimisé ; c'est le coeur de la méthode, les autres processeurs du générateur de connexions n'ont pour fonction que la reconstruction des grandeurs nécessaires en entrée de cet algorithme

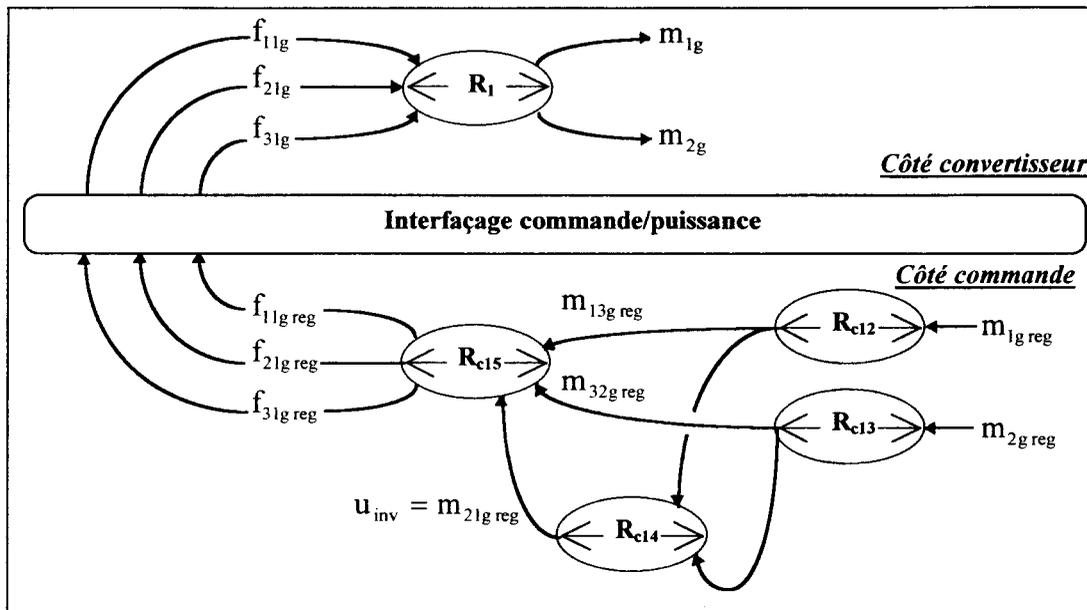


Figure II.19 - Graphe Informationnel Causal du tri optimisé.

II.3.2.2 - Résultats expérimentaux

Les allures des fonctions génératrices de conversion de référence, entrées du système, sont choisies en adéquation avec celles que l'on sera amené à rencontrer dans le cas de l'alimentation du moteur asynchrone diphasé par le convertisseur. Déphasée de 90° , elles n'ont pas la même amplitude (figure II.20).

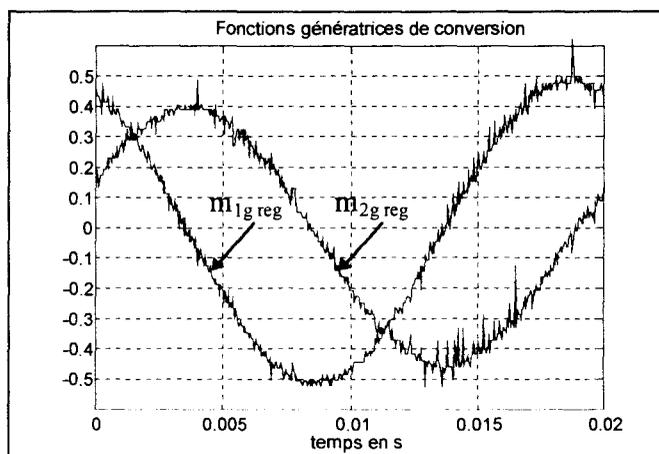


Figure II.20 - Fonctions génératrices de conversion de référence.

Le générateur de connexion élabore alors les fonctions génératrices de connexion suivantes (voir figures II.21, II.22 et II.23).

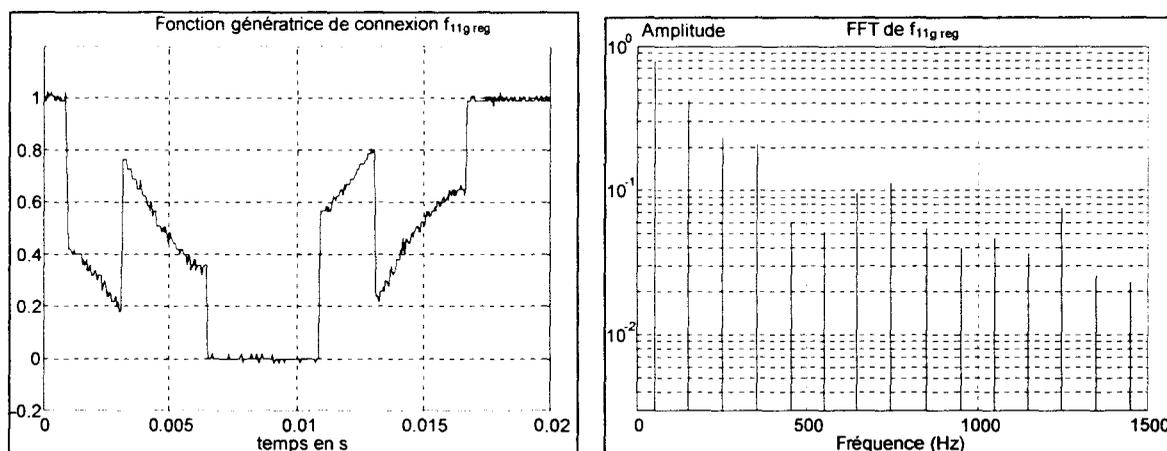


Figure II.21 - Fonction génératrice de connexion $f_{11g\text{ reg}}$

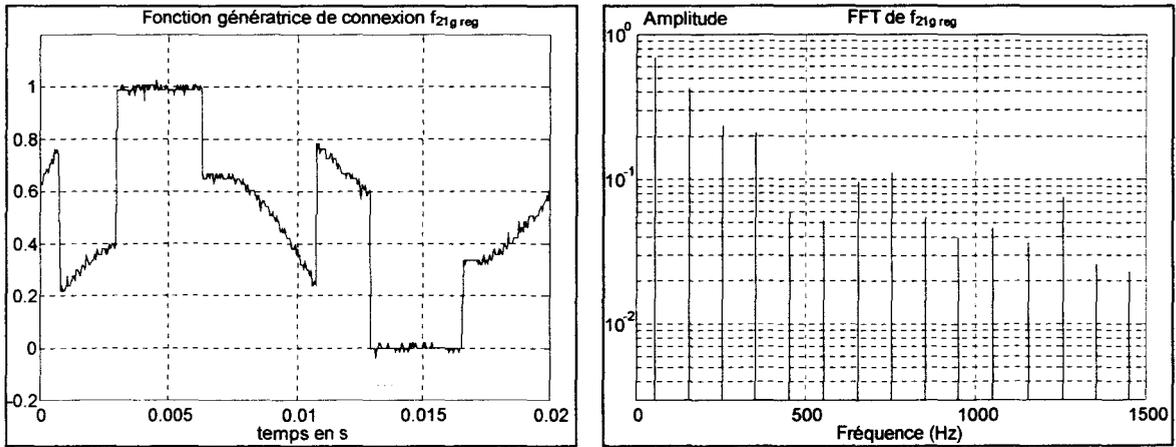


Figure II.22 - Fonction génératrice de connexion $f_{21g\ reg}$

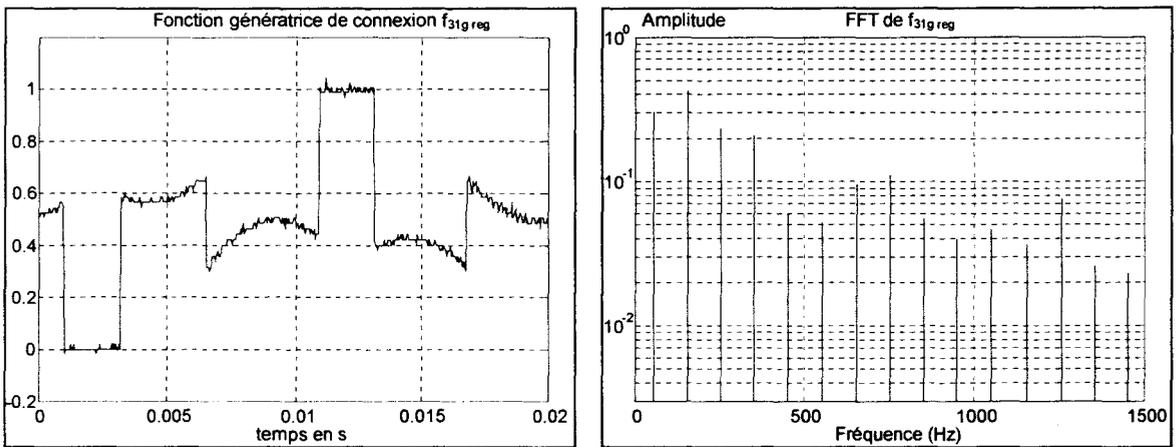


Figure II.23 - Fonction génératrice de connexion $f_{31g\ reg}$

Leur contenu harmonique très important témoigne de la possibilité de conférer aux fonctions génératrices de connexion des harmoniques qui en tout état de cause, ne se retrouveront pas au niveau des fonctions de conversion, images des tensions appliquées aux phases de la machine ; cette remarque justifie l'existence de la méthode d'injection d'harmonique trois usitée pour les systèmes triphasés équilibrés.

II.3.3 - Méthode 3 : inversion de la matrice de conversion

II.3.3.1 - Principe de la méthode

La troisième méthode proposée est basée sur les propriétés des matrices. Pour qu'une matrice soit inversible, il faut réunir les deux conditions suivantes :

- la matrice doit être carrée,
- son déterminant doit être non nul ; autrement dit, il faut qu'elle soit composée de lignes linéairement indépendantes.

Dans le cas présent, la matrice de passage des fonctions génératrices de connexion aux fonctions génératrices de conversion est non inversible. L'idée est d'introduire une troisième fonction génératrice de conversion m_{3g} , composante linéairement indépendante de m_{1g} et m_{2g} . Celle-ci n'a aucun sens physique pour l'application mais sa seule présence suffit à rendre la matrice de conversion inversible. On est alors en mesure d'en déduire aisément les fonctions génératrices de connexions.

Le point de départ de la méthode est intuitif et consiste à choisir une fonction de conversion m_{3g} , linéairement indépendante de m_{1g} et m_{2g} . Le choix suivant respecte cette condition.

$$\begin{pmatrix} m_{1g} \\ m_{2g} \\ m_{3g} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & -1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} f_{11g} \\ f_{21g} \\ f_{31g} \end{pmatrix} \quad (\text{II.28})$$

L'inversion de la matrice exprime la relation liant les fonctions génératrices de conversion de référence aux fonctions génératrices de connexion de référence.

$$\begin{pmatrix} f_{11g \text{ reg}} \\ f_{21g \text{ reg}} \\ f_{31g \text{ reg}} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} m_{1g \text{ reg}} \\ m_{2g \text{ reg}} \\ m_{3g \text{ reg}} \end{pmatrix} \quad (\text{II.29})$$

La démarche va dès lors suivre un raisonnement rationnel basé sur les propriétés intrinsèques aux différentes fonctions.

Les fonctions génératrices de connexion sont définies sur l'intervalle [0,1]; on déduit les inéquations suivantes de l'équation matricielle ci-dessus :

$$\begin{cases} 0 \leq (f_{11g\text{ reg}} = m_{1g\text{ reg}} - m_{2g\text{ reg}} + m_{3g\text{ reg}}) \leq 1 \\ 0 \leq (f_{21g\text{ reg}} = m_{3g\text{ reg}}) \leq 1 \\ 0 \leq (f_{31g\text{ reg}} = -m_{2g\text{ reg}} + m_{3g\text{ reg}}) \leq 1 \end{cases} \quad (\text{II.30})$$

Il en résulte six conditions sur l'encadrement de la valeur de $m_{3g\text{ reg}}$, trois conditions sur le maximum et trois conditions sur le minimum.

$$\text{maximum} \Rightarrow \begin{cases} m_{3g\text{ reg}} \leq 1 + m_{2g\text{ reg}} \\ m_{3g\text{ reg}} \leq 1 \\ m_{3g\text{ reg}} \leq 1 - m_{1g\text{ reg}} + m_{2g\text{ reg}} \end{cases} \quad (\text{II.31})$$

et

$$\text{minimum} \Rightarrow \begin{cases} m_{3g\text{ reg}} \geq m_{2g\text{ reg}} \\ m_{3g\text{ reg}} \geq 0 \\ m_{3g\text{ reg}} \geq m_{2g\text{ reg}} - m_{1g\text{ reg}} \end{cases} \quad (\text{II.32})$$

Ces relations permettent d'encadrer la valeur à attribuer à $m_{3g\text{ reg}}$; l'intervalle de définition est compris entre le maximum des minima et le minimum des maxima.

$$m_{3g\text{ reg}} \in \left[\max(m_{2g\text{ reg}}; 0; m_{2g\text{ reg}} - m_{1g\text{ reg}}); \min(1 + m_{2g\text{ reg}}; 1 - m_{1g\text{ reg}} + m_{2g\text{ reg}}) \right] \quad (\text{II.33})$$

Le choix final est arbitraire et peut être d'affecter à $m_{3g\text{ reg}}$ la borne inférieure de l'intervalle de définition.

Le Graphe Informationnel Causal de la figure II.24 schématise l'articulation interne du générateur de connexion présenté :

- la relation R_{c17} contient la relation matricielle (II.29) qui à partir des fonctions génératrices de conversion de référence permet d'obtenir celles de connexion,

- le processeur R_{c16} est constitué de l'algorithme visant à affecter une valeur particulière à $m_{3g\text{reg}}$ selon la stratégie choisie. La sortie de ce module donne la grandeur d'entrée nécessaire à l'inversion de la relation de conversion contenue dans R_1 . Si on affecte arbitrairement à $m_{3g\text{reg}}$ la borne inférieure de son intervalle de définition, l'algorithme se résume à la recherche de la valeur instantanée maximale des trois grandeurs de la relation (II.30). On notera la différence majeure de cette méthode avec celle du tri optimisé. Ici, toute la difficulté réside dans le choix de la grandeur u_{inv} nécessaire à l'inversion du processus. Dans le cas du tri optimisé, la difficulté est reportée en amont de la grandeur d'entrée supplémentaire u_{inv} .

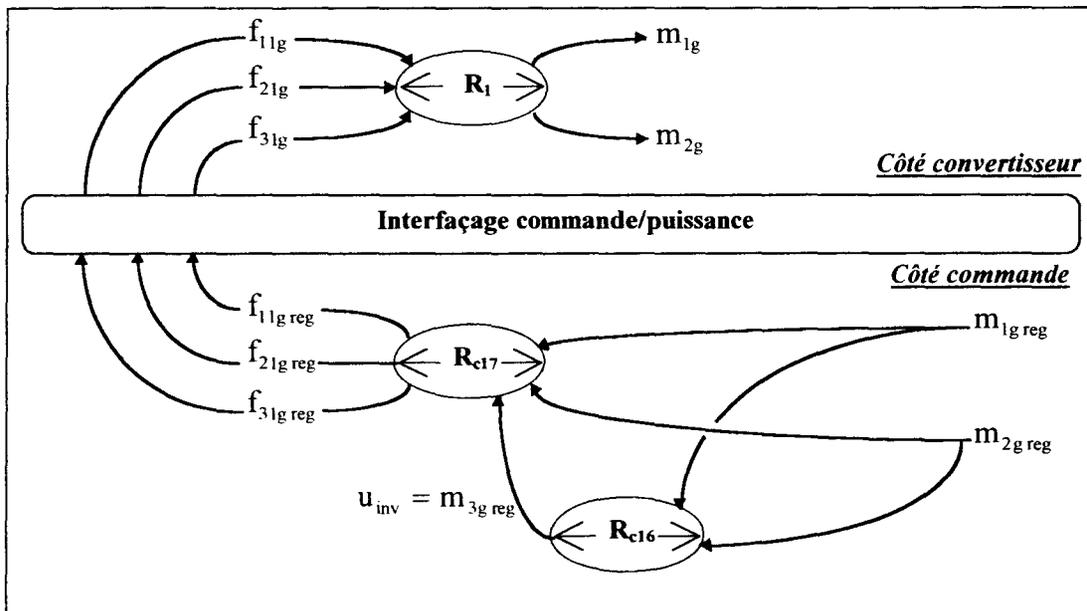


Figure II.24 - Inversion matricielle de la relation de conversion.

II.3.3.2 - Résultats expérimentaux

Les essais expérimentaux suivants ont été réalisés en choisissant pour $m_{3g\text{ reg}}$, le maximum des minima. Les fonctions génératrices de conversion $m_{1g\text{ reg}}$ et $m_{2g\text{ reg}}$ sont sinusoïdales, déphasées de 90° entre elles et d'amplitudes inégales (figure II.25), conformément aux essais réalisés pour les précédentes méthodes.

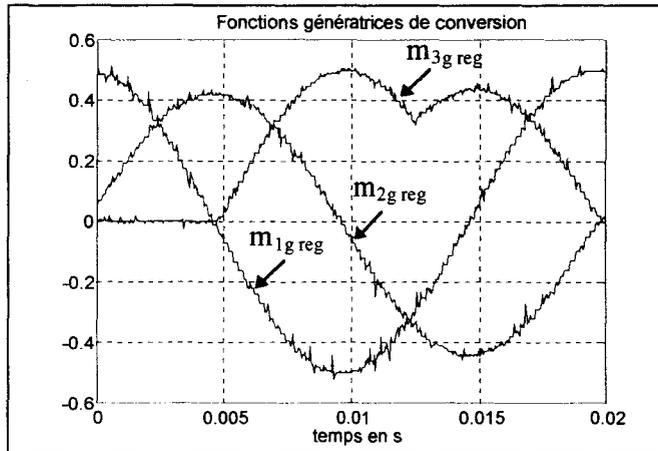


Figure II.25 - Fonctions génératrices de conversion.

Les figures II.26, II.27 et II.28 montrent l'évolution des fonctions génératrices de connexion.

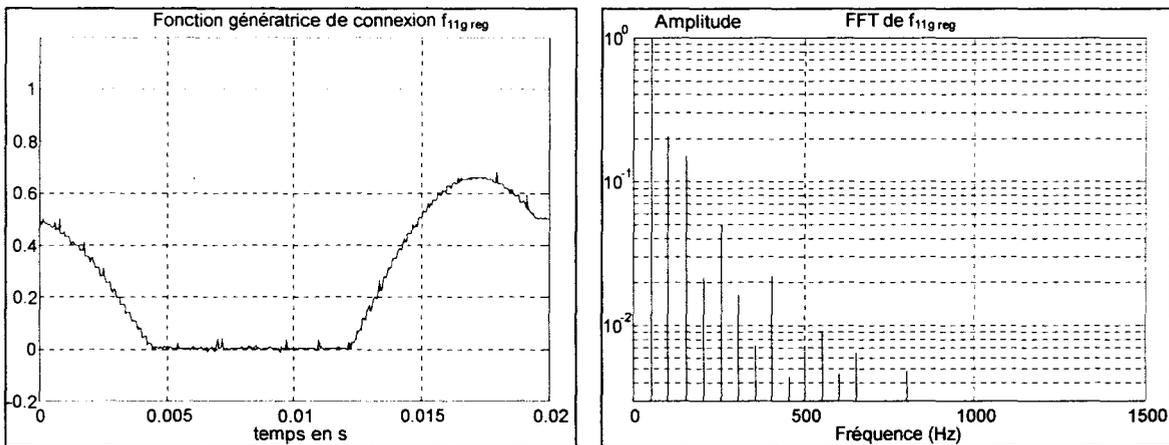


Figure II.26 - Fonction génératrice de connexion $f_{1g\text{ reg}}$

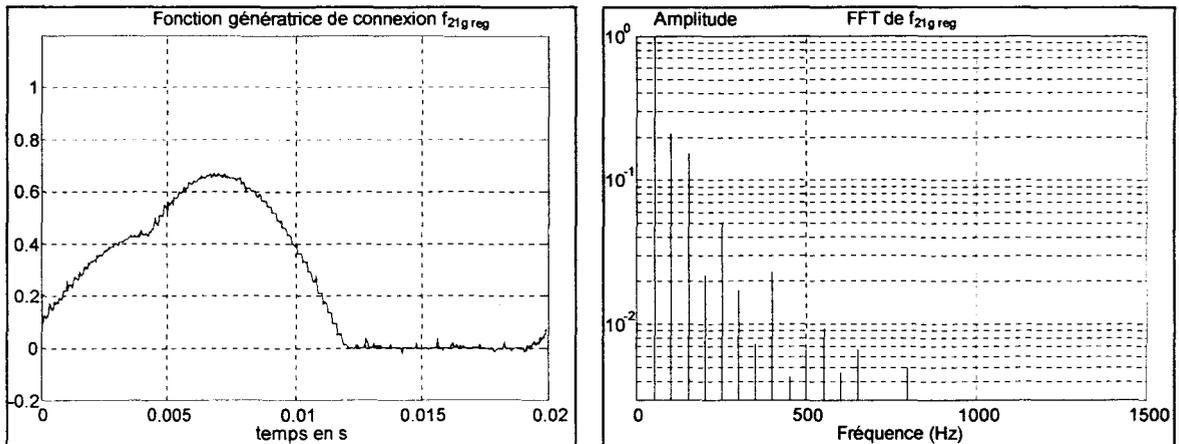


Figure II.27 - Fonction génératrice de connexion $f_{21g\ reg}$

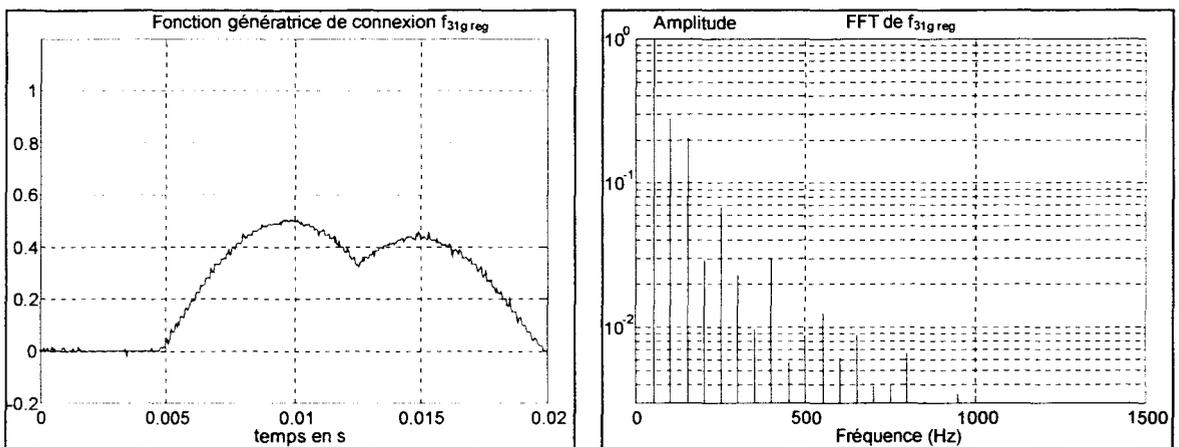


Figure II.28 - Fonction génératrice de connexion $f_{31g\ reg}$

II.3.4 - Limitations

Le nombre de solutions pour définir la valeur des fonctions génératrices de connexion est infini. Les trois méthodes proposées résultent d'approches différentes qui conduisent à des formes d'ondes dissemblables pour les fonctions génératrices de connexion.

L'étude des contraintes imposées par chacune de ces méthodes aidera à choisir celle à appliquer dans le cas du convertisseur 3/2 associé à une charge déséquilibrée. Ces contraintes s'expriment en thème de saturation de la commande et de limitation de la puissance.

II.3.4.1 - Limitations imputables à la commande convertisseur

Le choix de fixer une fonction génératrice de connexion à une valeur constante et égale à $\frac{1}{2}$ (méthode 1) entraîne une saturation de la commande du convertisseur bien avant que les limites en puissance soient atteintes. En effet, les fonctions génératrices de conversion sont par définition bornées dans l'intervalle $[-1,1]$. Au vu des relations (II.15), on conclut que celles-ci devront impérativement être bornées sur l'intervalle $[-0.5,0.5]$; on est contraint de respecter cette limitation sous peine de créer des fonctions génératrices de connexion qui ne soient pas réalisables.

Si on se sert de cette méthode pour générer les ordres de commandes des interrupteurs, on n'est en mesure de faire transiter au maximum que 25 % de la puissance de la source. Le convertisseur doit donc être surdimensionné à cause des impératifs de commande.

Les deux autres méthodes proposées ne présentent pas cet inconvénient ; les fonctions qu'elles soient de connexion ou de conversion peuvent décrire leur intervalle de définition sans aucune restriction.

II.3.4.2 - Limitations imputables au déséquilibre de la charge

La méthode de tri optimisé ou celle consistant à inverser la matrice de conversion ne présentent aucune limite autre que celles des intervalles de définition propres à chaque fonction. Elles ne sont pas restrictives ; la contrainte n'est plus due à l'algorithme de commande mais à un impératif de puissance.

L'utilisation du convertisseur associé à une charge triphasée équilibrée entraîne la génération de fonctions de conversion, images des tensions composées en sortie de l'onduleur, qui forment également un système triphasé équilibré (figure II.29, cas (a)). La valeur maximale des fonctions génératrices de conversion est égale à 1 ; l'amplitude crête des tensions de sortie est dans ce cas, celle de la tension continue de l'alimentation.

Le déséquilibre de la charge impose une contrainte physique sur la valeur maximale des tensions de sorties. Aucune des trois fonctions de conversion ne peut dépasser la valeur

maximale de 1, de sorte que les tensions de sortie ne peuvent être d'amplitude supérieure à celle de l'alimentation continue.

La création de deux ondes de tension déphasées d'un angle θ (figure II.29, cas(b)), dont les images sont les fonctions génératrices de conversion m_{32g} et m_{13g} , entraîne la saturation de la troisième fonction de conversion m_{21g} bien avant que leurs valeurs limites soient atteintes.

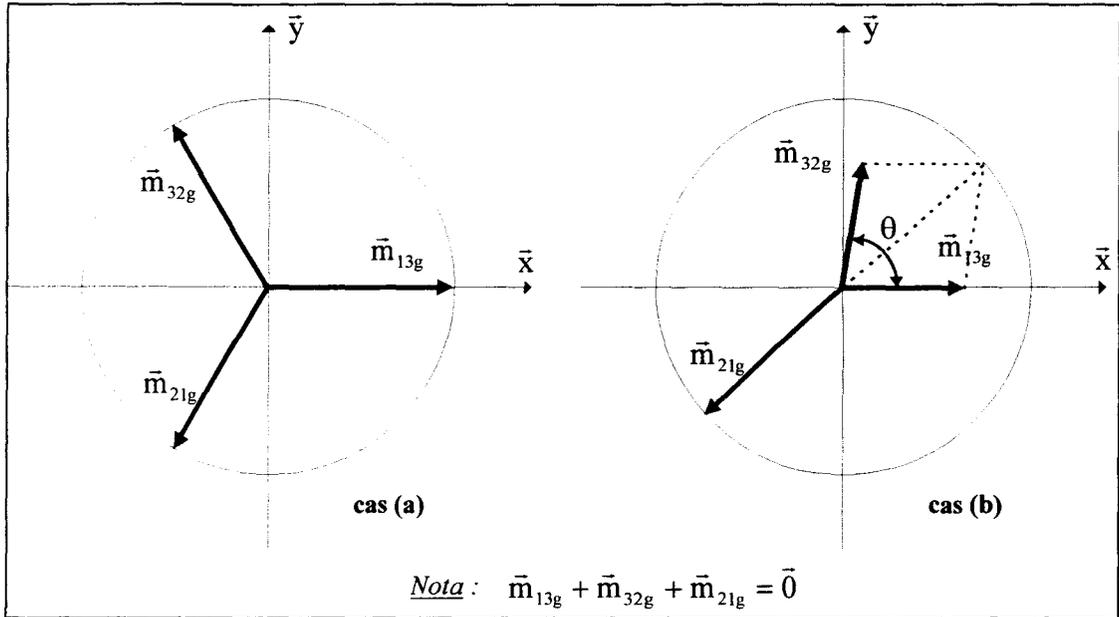


Figure II.29 - Représentation spatiale des fonctions génératrices de conversion.

Les maxima atteints pour chaque fonction génératrice de conversion dépendent du déphasage θ . Les trois inégalités suivantes bornent la valeur maximale de chaque module et doivent être vérifiées en permanence sous peine de faire saturer une fonction génératrice de conversion.

$$\begin{cases} \|m_{21g}\| = \sqrt{(\|m_{13g}\| + \|m_{32g}\| \cdot \cos\theta)^2 + (\|m_{32g}\| \cdot \sin\theta)^2} \leq 1 \\ \|m_{13g}\| \leq 1 \\ \|m_{32g}\| \leq 1 \end{cases} \quad (\text{II.34})$$

Dans l'application considérée, le convertisseur est connecté à un moteur asynchrone diphasé déséquilibré. Les fonctions génératrices de conversion sont donc ni triphasées, ni équilibrées. Dès lors, bien que leur intervalle de définition théorique soit de $[-1,1]$, il est nécessaire de limiter leur valeur maximale afin d'éviter toute saturation.

On peut observer les valeurs limites des fonctions génératrice de conversion pour quelques cas particuliers.

A - Le déphasage θ est nul

Un déphasage θ nul revient à considérer que les deux tensions composées u_{m13g} et u_{m32g} sont en phase. La relation (II.34) devient :

$$\begin{cases} \|m_{21g}\| = \|m_{13g}\| + \|m_{32g}\| \leq 1 \\ \|m_{13g}\| \leq 1 \\ \|m_{32g}\| \leq 1 \end{cases} \quad (II.35)$$

Le graphique de gauche de la figure II.30 montre le domaine de définition, représenté par la surface grisée, des deux fonctions génératrices de conversion m_{13g} et m_{32g} dans le cas de la première méthode. Les équations (II.35) permettent de tracer le domaine pour les méthodes 2 et 3 (graphique de droite de la figure II.30).

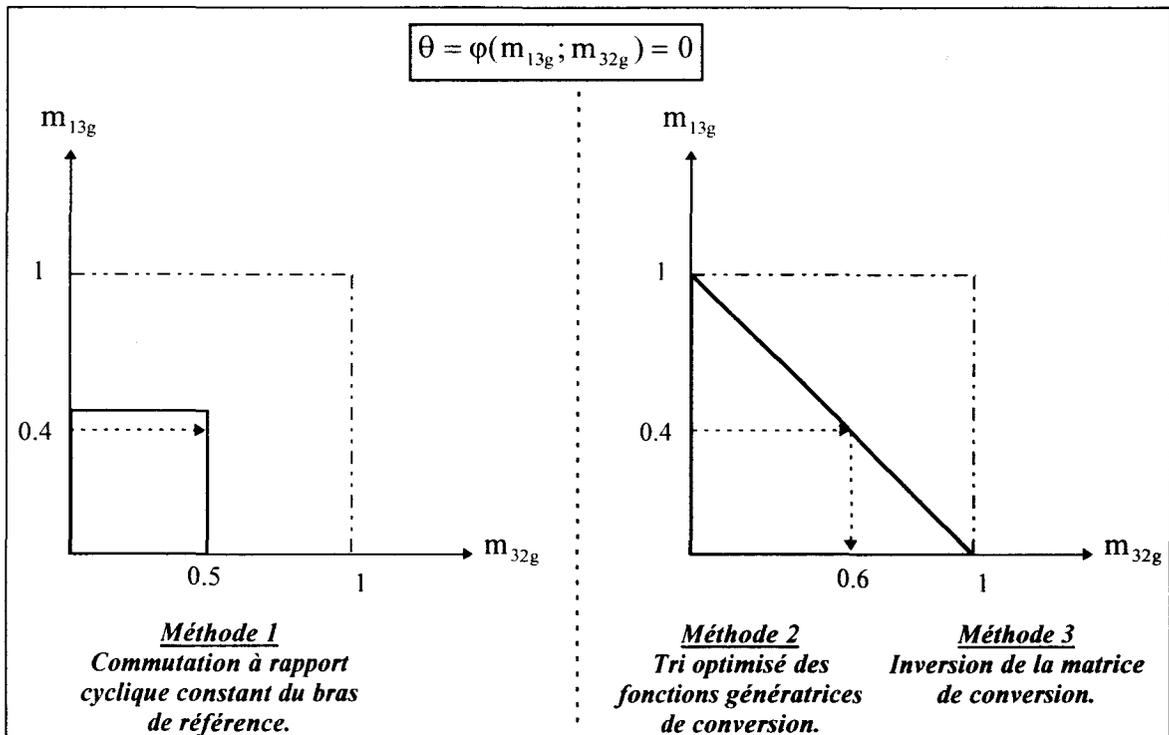


Figure II.30 - Domaine des fonctions génératrices de conversion pour $\theta = 0$.

Un simple exemple montre le gain obtenu sur les domaines de définition des fonctions génératrices de conversion avec les méthodes 2 et 3. Si m_{13g} est égale à 0.4 alors m_{32g} peut atteindre la valeur de 0.6 au lieu de 0.5 avec la méthode 1.

Le trait mixte interrompu marque la limite de l'intervalle de définition initial des fonctions génératrices de conversion ; la génération de deux ondes de tension en phase entraîne une limitation à imposer aux fonctions génératrices de conversion sous peine de vouloir créer en sortie de l'onduleur une tension d'amplitude crête supérieure à l'alimentation continue. On observe cependant que les méthodes 2 et 3 offrent des possibilités accrues par rapport à la première méthode.

B - Le déphasage θ est égal à $2.\pi / 3$

Un déphasage θ égal à $2.\pi / 3$ rappelle le cas classique de l'utilisation de l'onduleur pour une application triphasée équilibrée. La relation (II.34) devient après simplifications :

$$\begin{cases} \|m_{21g}\| = \sqrt{\left(\|m_{13g}\| - 0.5.\|m_{32g}\|\right)^2 + \left(0.866.m_{32g}\right)^2} \leq 1 \\ \|m_{13g}\| \leq 1 \\ \|m_{32g}\| \leq 1 \end{cases} \quad (\text{II.36})$$

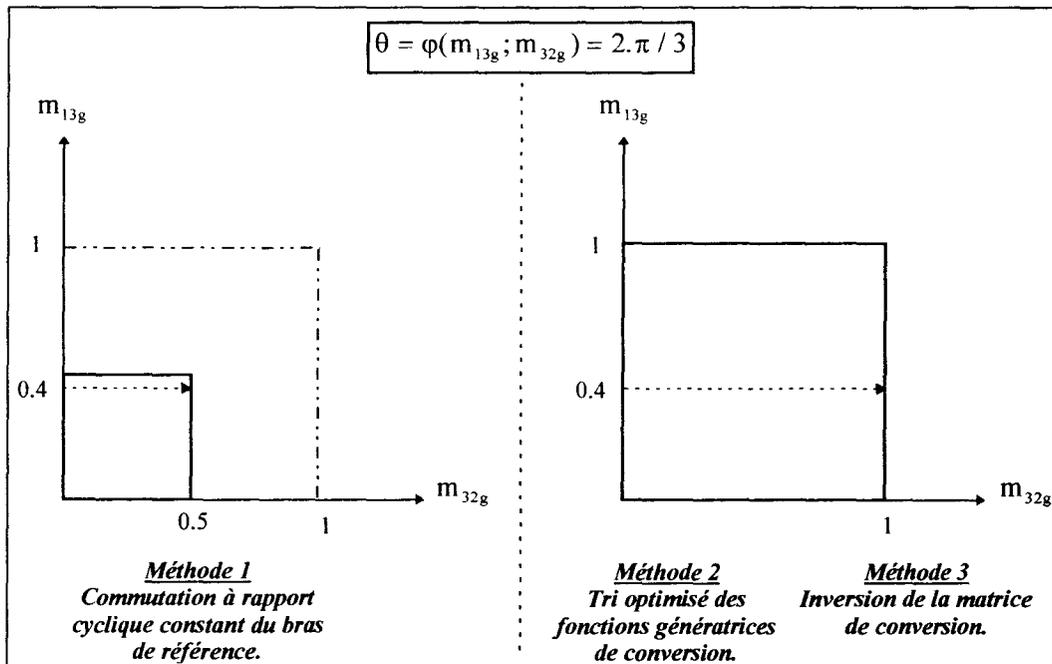


Figure II.31 - Domaine des fonctions génératrices de conversion pour $\theta = 2\pi/3$.

La surface grisée, sur le graphique de droite de la figure II.31, montre la limite du domaine de définition des fonctions génératrices de conversion. Elle correspond au domaine initial de ces fonctions ; en effet, quelles que soient les valeurs choisies dans l'intervalle $[0,1]$ pour m_{13g} et m_{32g} , m_{21g} reste inférieure à 1. Ainsi, par exemple, pour une fonction génératrice de conversion m_{13g} égale à 0.4, m_{32g} pourra atteindre sans entraîner de saturation sa valeur maximale de 1 au lieu de 0.5 pour la méthode 1.

La comparaison des deux graphiques montre le gain obtenu avec les méthodes 2 et 3.

C - Le déphasage θ est égal à π

Le dernier cas traité correspond à un déphasage égal à π entre les deux fonctions génératrices de conversion m_{13g} et m_{32g} ; les deux tensions composées u_{m13g} et u_{m32g} sont en opposition de phase. La relation (II.34) devient :

$$\begin{cases} \|m_{21g}\| = \|m_{13g}\| - \|m_{32g}\| \leq 1 \\ \|m_{13g}\| \leq 1 \\ \|m_{32g}\| \leq 1 \end{cases} \quad (\text{II.37})$$

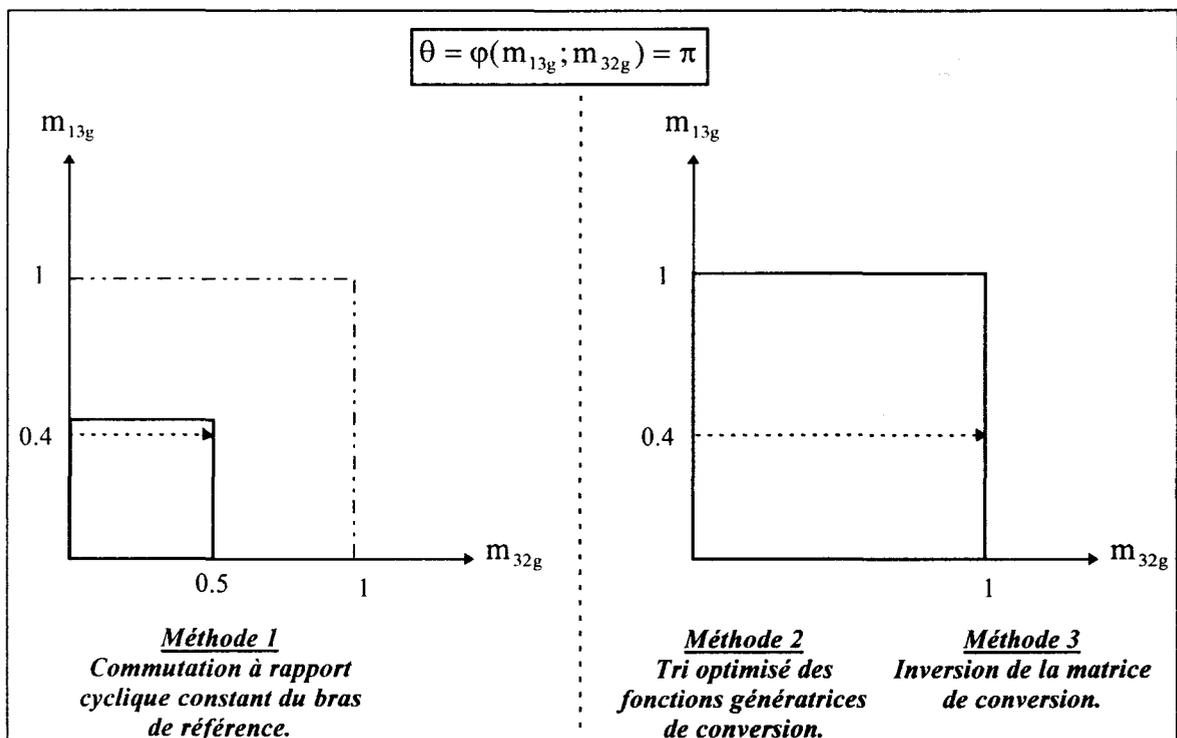


Figure II.32 - Domaine des fonctions génératrices de conversion pour $\theta = \pi$

Dans la mesure où l'on a nécessairement $\|m_{13g}\| \leq 1$ et $\|m_{32g}\| \leq 1$, la condition sur $\|m_{21g}\|$ n'induit aucune limitation supplémentaire sur les fonctions génératrices de conversion. A nouveau, le domaine de définition des fonctions de conversion, représenté en grisé sur le graphique de droite de la figure II.32, correspond au domaine initial.

Pour une fonction génératrice de conversion m_{13g} égale à 0.4, m_{32g} pourra atteindre sans entraîner de saturation sa valeur maximale de 1 au lieu de 0.5 pour la méthode 1.

Les résultats obtenus avec les méthodes 2 et 3 sont encore une fois meilleurs que ceux acquis avec la méthode 1.

II.3.4.3 - Synthèse

Les figures suivantes reprennent sous forme de graphique en trois dimensions ($m_{13g}; m_{32g}; \theta$) les résultats présentés précédemment.

La figure II.33 montre les limites imposées aux fonctions génératrices de conversion en fonction du déphasage de m_{13g} avec m_{32g} pour la méthode 1. La surface extérieure du parallélépipède représente les valeurs maximales des deux fonctions génératrices de conversion en fonction du déphasage θ séparant ces deux grandeurs. Elles peuvent prendre toutes valeurs comprises dans ce volume. La restriction étant due à la commande, on s'aperçoit que le déphasage n'a aucune influence sur ces maxima.

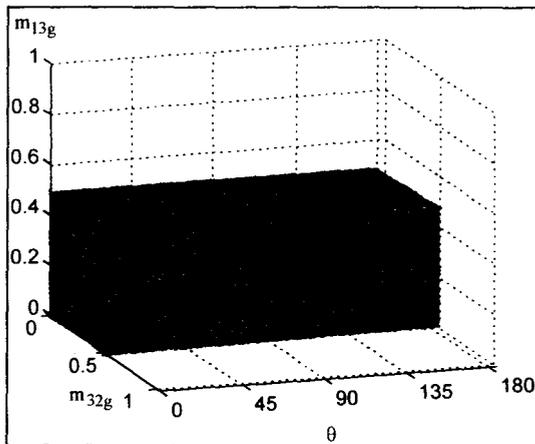


Figure II.33 - Valeurs maximales des fonctions génératrices de connexion pour la méthode 1.

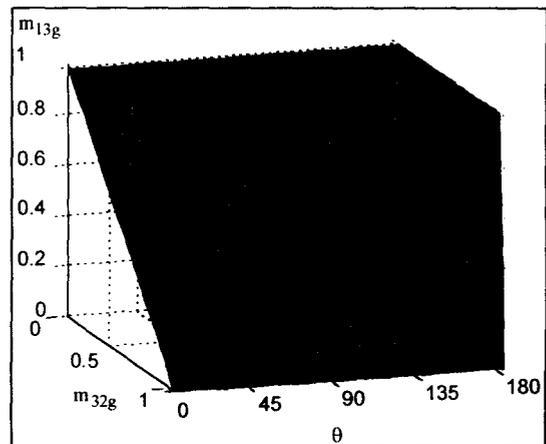


Figure II.34 - Valeurs maximales des fonctions génératrices de connexion pour les méthodes 2 et 3.

La figure II.34 concerne les méthodes 2 et 3, non restrictives des intervalles de définition des fonctions génératrices de conversion. La surface extérieure représente, comme pour la figure précédente, les limites à imposer aux fonctions génératrices de conversion m_{32g} et m_{13g} afin d'éviter la saturation en puissance. Cette enveloppe dépend ici de θ .

La comparaison de ces deux domaines montre le gain obtenu avec les méthodes 2 et 3. **On a optimisé l'emploi du convertisseur par la génération ingénieuse des ordres de commande des interrupteurs.**

II.4 - Conclusion

L'outil Graphe Informationnel Causal a permis outre une représentation graphique simple des relations internes à l'ensemble source-convertisseur-charge, d'élaborer aisément la commande du convertisseur par l'application de règles d'inversion bien définies :

- *une relation rigide et bijective s'inverse directement,*
- *une relation rigide et non bijective doit faire appel à une grandeur d'entrée supplémentaire à définir afin de permettre son inversion,*
- *une relation causale de nature non bijective nécessite une boucle d'asservissement.*

Le passage des fonctions génératrices de conversion à celle de connexion a requis l'application de la seconde règle d'inversion. La grandeur d'entrée supplémentaire, nécessaire à l'inversion de la relation rigide non bijective, a été définie suivant trois approches différentes :

- la commutation à rapport cyclique constant du bras de référence,
- le tri optimisé des fonctions génératrices de conversion,
- l'inversion de la matrice de la relation de conversion.

Une étude faite sur les limitations de la commande et les saturations de la puissance, imposées par chaque méthode et dues au caractère diphasé déséquilibré de l'application, a montré l'intérêt des deux dernières approches qui en terme de performances sont équivalentes ; on choisit arbitrairement d'appliquer le tri optimisé pour la suite de l'étude.

Le chapitre I a mis en exergue la nécessité de contrôler les courants statoriques de la machine asynchrone diphasée afin d'obtenir un couple électromagnétique sans composante pulsatoire. Le déséquilibre du stator empêche l'établissement d'une loi similaire applicable aux tensions. La commande doit donc asservir des références de courant sinusoïdales et de

fréquence variable. A cet effet, un correcteur de structure particulière est employé, permettant un suivi des consignes sans erreur ; il fait l'objet du chapitre III.

CHAPITRE III

STRATEGIE D'ASSERVISSEMENT DES COURANTS ALTERNATIFS

III.1 - Introduction

L'obtention d'un comportement équivalent à celui d'une machine diphasée équilibrée exige le contrôle des courants réels dans les enroulements statoriques (cf § I.2.4.5). Chaque phase de la machine est modélisée sous la forme d'un circuit inductif (R, L) en série avec une force électromotrice symbolisant le couplage avec l'autre phase. Pour imposer au courant une trajectoire alternative, la solution théorique consiste, afin de garantir un suivi parfait de la référence, à insérer dans la chaîne d'action un gain proportionnel de valeur très importante. L'objectif est d'annuler l'erreur de suivi par la création d'une grandeur de réglage très élevée dès l'apparition du moindre écart, quelle que soit la fréquence de la consigne imposée. Cette solution n'est hélas pas envisageable sur le plan pratique ; saturation de la commande, déstabilisation du système en boucle fermée, influence des bruits sont les risques encourus à la mise en oeuvre de ce procédé.

Nous envisageons donc d'appliquer une structure originale de correcteur qui, basée sur le principe de la résonance, permet l'asservissement quasi idéal des courants alternatifs.

III.2 - Principe du correcteur résonnant

III.2.1 - Erreur harmonique d'un système asservi linéaire

La figure III.1 présente la structure à retour unitaire d'un système asservi généralisé monovariante comprenant un processus $F(s)$ et un correcteur $C(s)$.

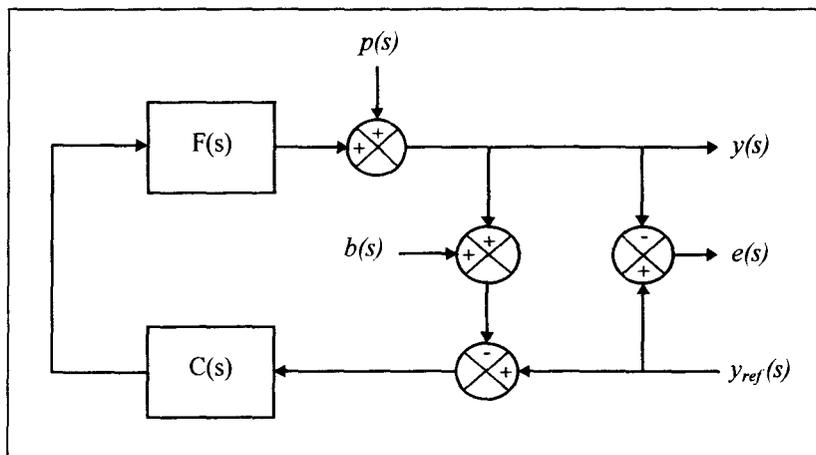


Figure III.1 - Structure de base d'un système asservi.

Notations :

$y(s)$: grandeur asservie,

$y_{ref}(s)$: référence de la grandeur asservie,

$e(s)$: écart vrai ou erreur entre la grandeur asservie et sa référence,

$p(s)$: effet totalisé des perturbations sur la grandeur de sortie,

$b(s)$: effet totalisé du bruit sur la grandeur d'entrée du correcteur.

On pose $T(s) = C(s).F(s)$ la fonction de transfert de la boucle ; l'écart $e(s)$ s'exprime alors :

$$e(s) = \frac{1}{1 + T(s)} \cdot (y_{ref}(s) - p(s)) + \frac{T(s)}{1 + T(s)} \cdot b(s) \quad (III.1)$$

La référence et la perturbation sont toutes deux des grandeurs sinusoïdales de fréquence ω_p telles que :

$$y_{ref}(t) - p(t) = \hat{X} \cdot \sin(\omega_p \cdot t + \Phi_x) \quad (III.2)$$

avec $\Phi_x = \text{Arc tan}(a / b)$ (III.3)

Si l'amplitude du bruit est négligée, l'écart $e(s)$ prend alors la forme suivante :

$$e(s) = \frac{\hat{X}}{1 + T(s)} \cdot \frac{b \cdot \omega_p + a \cdot s}{\omega_p^2 + s^2} \cdot \frac{1}{\sqrt{a^2 + b^2}} \quad (III.4)$$

La fonction originale s'écrit :

$$e(t) = \hat{E} \cdot \sin(\omega_p \cdot t + \Phi_e) + \sum_{\beta} \hat{E}_{\beta} \cdot \exp^{p_{\beta} \cdot t} \quad (III.5)$$

avec $\hat{E} = \frac{\hat{X}}{\sqrt{|1 + T(j\omega_p)|}}$ (III.6)

Le système étant nécessairement stable, les pôles p_{β} (les racines du polynôme caractéristique) sont tous à partie réelle négative de sorte qu'en régime permanent, l'erreur est donnée par le terme sinusoïdal d'amplitude \hat{E} ; cette fonction représente l'**erreur harmonique**.

III.2.2 - Structure du correcteur

D'après l'expression (III.6), l'erreur harmonique est nulle en régime permanent si, à la fréquence ω_p , le module de la transmittance de boucle $T(s)$ prend une valeur infinie. Cette situation s'obtient en donnant au correcteur une fonction de transfert dont la forme générale est la suivante :

$$C(s) = \frac{N_c(s)}{D_c(s)} = \frac{N_c(s)}{(\omega_p^2 + s^2) \cdot D_c(s)} \quad (III.7)$$

Cette transmittance se comporte comme un circuit résonnant qui, à la pulsation ω_p , présente un gain très élevé ; ce type de structure est alors désigné sous le vocable de « **correcteur résonnant** ».

L'ordre du numérateur $N_c(s)$ est défini par le terme $D_c(s)$ afin de garder une forme semi-causale à la fonction de transfert. Ainsi, si $D_c(s)$ est unitaire, le correcteur s'écrit :

$$C(s) = \frac{N_c(s)}{s^2 + \omega_p^2} = \frac{c_0 + c_1 \cdot s + c_2 \cdot s^2}{\omega_p^2 + s^2} \quad (\text{III.8})$$

Nota : Pour une pulsation ω_p nulle, la transmittance (III.8) est analogue à celle d'un correcteur continu à double intégration nécessaire pour annuler l'écart en régime permanent entre une grandeur asservie et une consigne en rampe. Ce signal de consigne, évoluant linéairement avec le temps peut d'ailleurs être considéré comme une grandeur sinusoïdale de fréquence infiniment petite.

III.2.3 - Critères pour le réglage

L'ordre relativement élevé du système asservi nous incite à recourir à la méthode de réglage des pôles et des zéros d'une transmittance proposée par Naslin [Naslin, 68]. Cet auteur présente un critère algébrique d'amortissement liant entre eux les coefficients du polynôme caractéristique d'ordre n suivant :

$$P_c(s) = a_0 + a_1 \cdot s + a_2 \cdot s^2 + a_3 \cdot s^3 + \dots + a_n \cdot s^n \quad (\text{III.9})$$

Le polynôme caractéristique défini par Naslin sous le vocable de normal se présente sous la forme suivante:

$$P_N(s) = 1 + \frac{s}{\omega_0} + \frac{s^2}{\alpha \cdot \omega_0^2} + \frac{s^3}{\alpha^3 \cdot \omega_0^3} + \dots + \frac{s^n}{\alpha^{n(n-1)/2} \cdot \omega_0^n} \quad (\text{III.10})$$

avec $\omega_0 = \frac{a_0}{a_1}$: première pulsation caractéristique de $P_c(s)$, (III.11)

et
$$\alpha = \frac{a_1^2}{a_0 \cdot a_2} = \frac{a_2^2}{a_1 \cdot a_3} = \dots = \frac{a_{n-1}^2}{a_{n-2} \cdot a_n} : \text{rapports caractéristiques de } P_c(s). \quad (\text{III.12})$$

Le polynôme caractéristique ainsi défini octroie au système une réponse temporelle quasi identique, quel que soit son ordre pourvu que celui-ci soit au moins égal à trois. Naslin propose alors des formules empiriques quantifiant le temps de dépassement ainsi que la valeur de ce dépassement lors d'une réponse indicielle :

$$\text{temps de dépassement } t_D \approx \frac{2.2}{\omega_0} \quad (\text{III.13})$$

$$\text{valeur du dépassement } D(\%) \approx 10^{(4.8-2.\alpha)} \quad (\text{III.14})$$

Pour le comportement fréquentiel, la formule de Parseval démontre que la vélocité d'un système est directement liée à sa bande passante ; l'analyse menée sur la forme des polynômes de Naslin amène également à caractériser la bande passante d'une fonction de transfert d'ordre supérieur ou égal à trois, définie comme normale et à numérateur constant par :

$$\omega_c = \frac{4.4}{\alpha} \cdot \omega_0 \quad (\text{III.15})$$

Les figures (III.2) et (III.3) montrent la faible dispersion des réponses indicielles et fréquentielles d'une telle fonction de transfert pour un ordre successivement égal à 3, 4 et 5 ($\alpha = 2, \omega_0 = 1 \text{ rad / s}$).

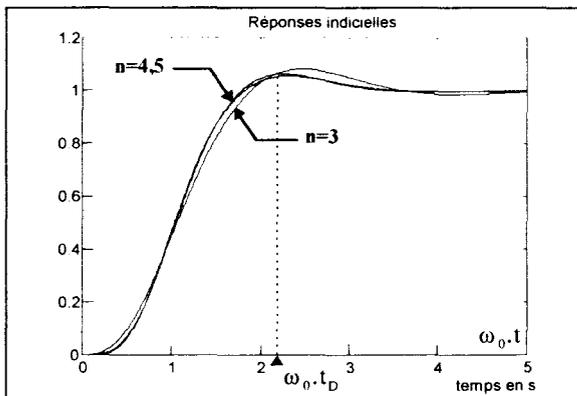


Figure III.2 - Réponses indicielles pour n=3,4,5.

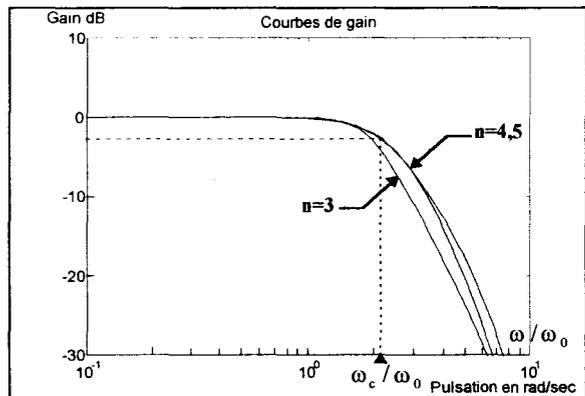


Figure III.3 - Courbes de gain pour n=3,4,5.

Durant le régime transitoire (figure III.4), la réponse temporelle s'apparente à une trajectoire cosinusoidale sur une demi-période de durée égale au temps de dépassement t_D . La pulsation de ce signal de référence est, par conséquent, fonction de la pulsation caractéristique de la transmittance étudiée suivant la relation :

$$\omega_p = \frac{\pi}{2.2} \cdot \omega_0 \quad (\text{III.16})$$

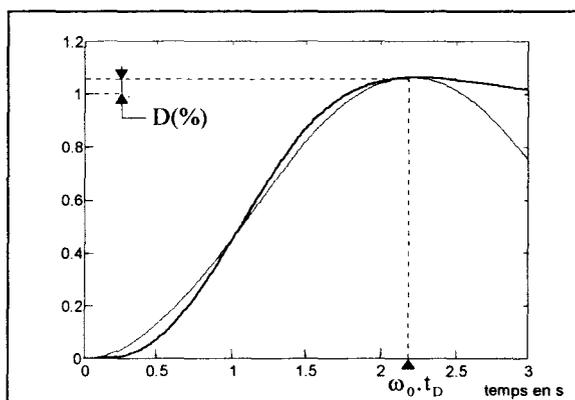


Figure III.4 - Caractérisation de la réponse indicielle.

Nota : Le signal cosinusoidal est volontairement décalé suivant l'axe des ordonnées et son amplitude est adaptée afin que sa trajectoire passe au plus près de la réponse indicielle. L'objectif est ici de montrer qu'il y a une corrélation entre le temps de réponse de la transmittance étudiée et la demi-période (ou la pulsation) de ce signal de référence.

Le réglage des coefficients du correcteur résonnant repose donc sur la normalisation, au sens de Naslin, de son polynôme caractéristique et du choix conjugué de la première pulsation ω_0 et du rapport α .

La relation (III.16) propose un critère de calcul de la première pulsation caractéristique, à partir de la pulsation d'utilisation ω_p , permettant a priori d'atteindre le régime permanent en moins d'une demi-période du signal. La combinaison des relations (III.15) et (III.16) donne alors pour la bande passante, l'expression suivante :

$$\omega_c = \left(\frac{4.4}{\alpha}\right) \cdot \left(\frac{2.2}{\pi} \cdot \omega_p\right) \cong \frac{3}{\alpha} \omega_p \quad (\text{III.17})$$

D'après l'expression (III.15), le choix du rapport caractéristique α conditionne la bande passante de la boucle, donc l'aptitude à rejeter les perturbations autres que celles ayant la fréquence de résonance du correcteur ; on retrouve alors une situation classique de compromis eu égard à la présence inéluctable de bruit. En pratique, le choix $\alpha = 2$ apparaît comme la valeur la plus universelle pouvant être retenue dans un premier temps ; ensuite, il n'est pas exclu de la modifier pour affiner les performances si nécessaire.

III.3 - Application au contrôle du courant dans une charge inductive

Le circuit inductif constitué d'une résistance R_s et d'une inductance L_s , associées à une force électromotrice, fait référence dans la plupart des modèles de machines électriques. Nous envisageons donc d'appliquer le correcteur résonnant pour l'asservissement du courant dans une telle charge.

La figure III.5 propose le schéma fonctionnel de l'asservissement de courant.

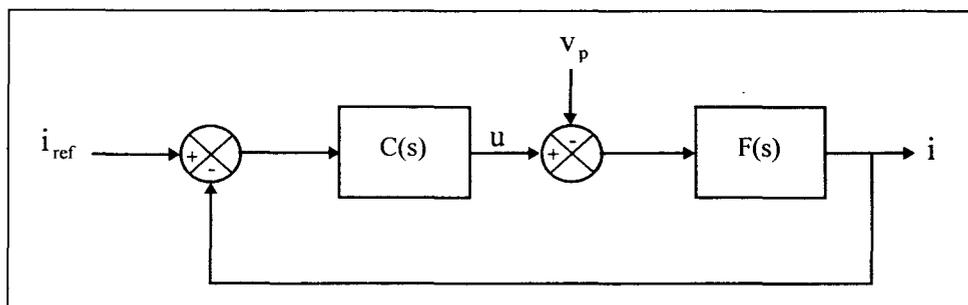


Figure III.5 - Asservissement du courant dans une charge inductive.

Notations :

$F(s)$: transmittance du processus constitué d'un dipôle inductif (R_s , L_s),

$C(s)$: transmittance du correcteur résonnant,

i_{ref} : courant de consigne,

i : courant dans la charge,

u : grandeur de réglage ou tension aux bornes de la charge,

v_p : grandeur de perturbation.

III.3.1 - Synthèse du correcteur

III.3.1.1 - Calcul des coefficients

La fonction de transfert de la boucle T(s) a pour expression :

$$T(s) = \frac{1}{R_s + L_s \cdot s} \cdot \frac{c_0 + c_1 \cdot s + c_2 \cdot s^2}{\omega_p^2 + s^2} \quad (\text{III.18})$$

On en déduit le polynôme caractéristique $\Delta(s)$:

$$\Delta(s) = c_0 + c_1 \cdot s + c_2 \cdot s^2 + (R_s + L_s \cdot s) \cdot (\omega_p^2 + s^2) \quad (\text{III.19})$$

L'identification du polynôme $\Delta(s)$ à celui de Naslin $P_N(s)$ du troisième ordre (équation III.10, $n=3$) permet de déduire, en fonction de ω_p , R_s et L_s , les expressions littérales des coefficients du numérateur du correcteur, soit :

$$\begin{cases} c_0 = L_s \cdot \omega_0^3 \cdot \alpha^3 - R_s \cdot \omega_p^2 \\ c_1 = L_s \cdot \omega_0^2 \cdot \alpha^3 - L_s \cdot \omega_p^2 \\ c_2 = L_s \cdot \omega_0 \cdot \alpha^2 - R_s \end{cases} \quad (\text{III.20})$$

III.3.1.2 - Comportement en asservissement

On souhaite asservir le courant dans une charge ayant pour paramètres, $R_s = 20 \Omega$ et $L_s = 0.6 \text{ H}$. La consigne du courant est une grandeur cosinusoidale de fréquence égale à 50 Hz ; la formule III.16 propose le calcul de la valeur à attribuer à la première pulsation caractéristique en fonction de cette fréquence dite d'utilisation. Ainsi, pour une consigne de pulsation 314 rad/s, on trouve $\omega_0 = 220 \text{ rad/s}$. Le rapport caractéristique α est choisit égal à 2.

La référence de courant possède pour expression :

Consigne	$\begin{cases} 0 \leq t < 0.01 & \rightarrow i_{\text{ref}} = 0 \\ t \geq 0.01 & \rightarrow i_{\text{ref}} = \cos(314 \cdot t_1) \text{ avec } t_1 = t - 0.01 \end{cases}$
----------	---

On constate sur la réponse en poursuite (figure III.6) que le courant vient se caler sur sa référence au bout d'une demi-période environ, conformément aux réglages proposés. L'erreur de suivi (figure III.7) atteste quant à elle de la poursuite parfaite de la consigne cosinusoïdale en régime établi.

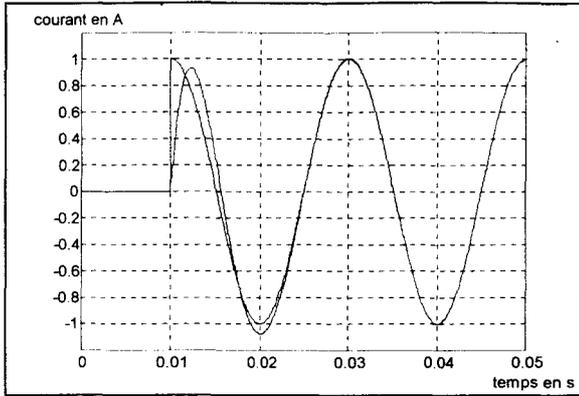


Figure III.6 - Réponse en poursuite.

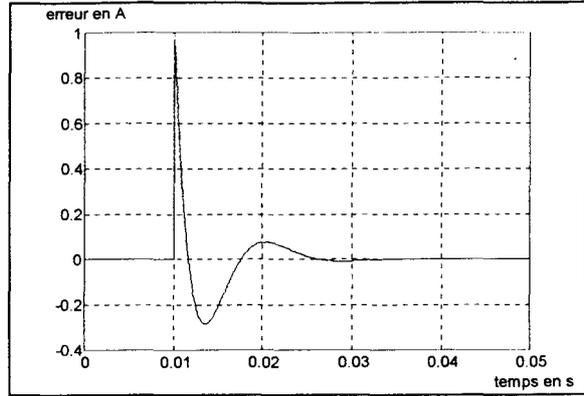


Figure III.7 - Erreur de suivi.

L'étude des courbes de gain et de phase tracées pour la fonction de transfert en poursuite, et dont l'expression est la suivante, permet de justifier la qualité de l'asservissement observée en régime établi :

$$W_{\text{pour}}(s) = \frac{i(s)}{i_{\text{ref}}(s)} = \frac{T(s)}{1 + T(s)} \quad (\text{III.21})$$

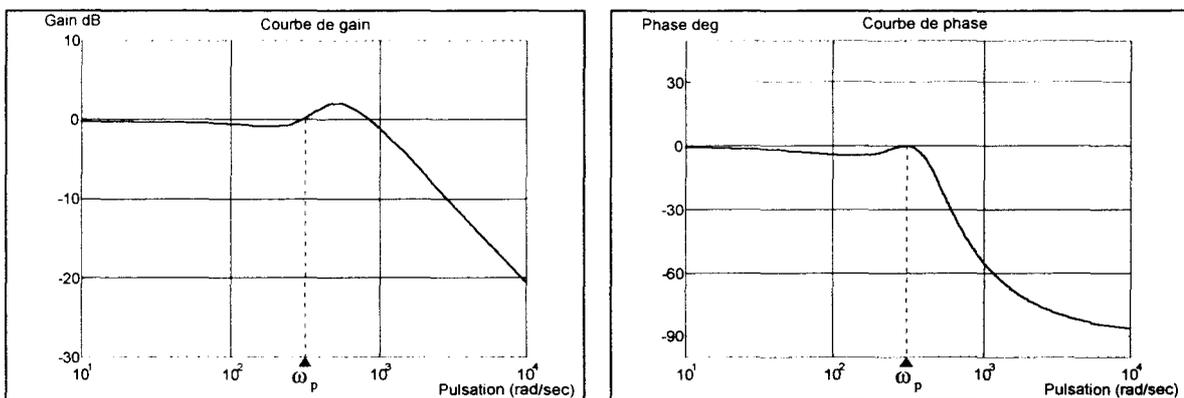


Figure III.8 - Courbes de gain et de phase de la fonction de transfert en poursuite.

A la pulsation d'utilisation $\omega_p = 314 \text{ rad/s}$, le système bouclé présente un gain unitaire et une phase nulle (figure III.8) ; le signal de sortie du processus est par conséquent identique au signal d'entrée.

III.3.1.3 - Comportement en régulation

Le système bouclé est soumis à une grandeur de perturbation dont l'évolution temporelle est justifiée par l'application future du correcteur résonnant, l'asservissement des courants dans les enroulements d'une machine asynchrone diphasée. Dans ce cas précis, les forces électromotrices du moteur jouent le rôle de perturbations. A la fréquence des courants statoriques, elles sont d'amplitude relativement importante par rapport aux tensions prises aux bornes des enroulements.

Ainsi, l'analyse du comportement en régulation pour une charge inductive de caractéristiques, $R_s = 20 \Omega$ et $L_s = 0.6 \text{ H}$, se fait en considérant un signal de perturbation v_p choisi de fréquence égale sinon proche à celle du courant de référence ω_p ; son amplitude maximale (200 V) est quant à elle fixée à une valeur voisine ($\cong 190 \text{ V}$) de celle de la tension mesurée aux bornes de la charge en l'absence de perturbation et en régime établi, le tout pour un courant d'amplitude crête de 1 A.

La consigne de courant et la perturbation ont pour expressions :

$$\text{Consigne} \quad \left| \begin{array}{l} 0 \leq t < 0.01 \rightarrow i_{ref} = 0 \\ t \geq 0.01 \rightarrow i_{ref} = \cos(314.t_1) \text{ avec } t_1 = t - 0.01 \end{array} \right.$$

$$\text{Perturbation} \quad \left| \begin{array}{l} 0 \leq t < 0.07 \rightarrow v_p = 0 \\ t \geq 0.07 \rightarrow v_p = 200.\cos(314.t_2 + 0.995) \text{ avec } t_2 = t - 0.07 \end{array} \right.$$

Le courant est asservi sur la consigne lorsque le signal de perturbation est appliqué. On constate sur la réponse en poursuite (figure III.9) une faible incidence sur le suivi de trajectoire ; au-delà d'une période transitoire, l'erreur de suivi (figure III.10) est à nouveau annulée et cela, malgré l'importance du signal de perturbation.

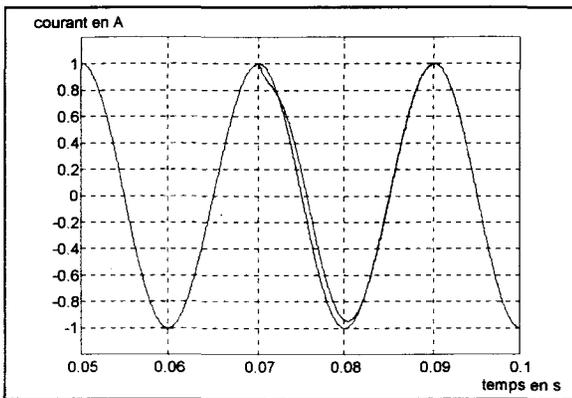


Figure III.9 - Réponse en poursuite.

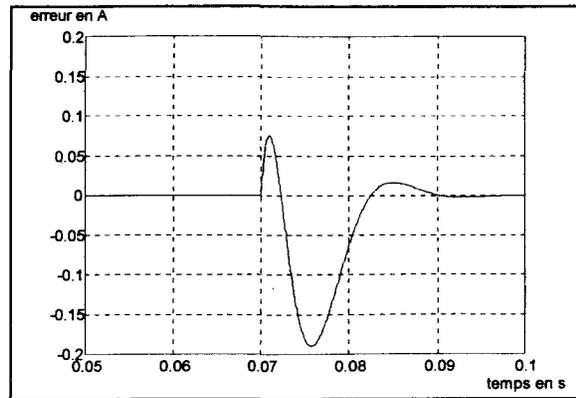


Figure III.10 - Erreur de suivi.

Le système bouclé présente une fonction de transfert en régulation d'expression :

$$W_{\text{reg}}(s) = \frac{i(s)}{v_p(s)} = \frac{1}{(1 + T(s)) \cdot (R_s + L_s \cdot s)} \quad (\text{III.22})$$

On observe sur la courbe de gain (figure III.11) une atténuation importante des signaux de pulsation proche de celle de la consigne $\omega_p = 314 \text{ rad/s}$; les effets du signal de perturbation sont ainsi fortement amoindris et ne s'observent pas, en régime établi, sur la grandeur asservie.

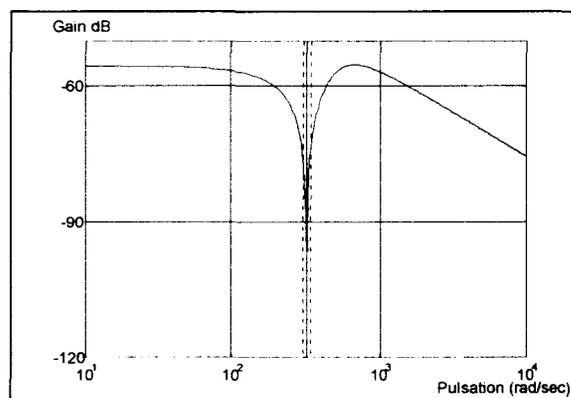


Figure III.11 - Courbe de gain de la fonction de transfert en régulation.

Le signal de perturbation possède maintenant une fréquence supérieure et voisine de celle de la consigne ω_p , qui conserve la même expression :

Perturbation $\left| \begin{array}{l} 0 \leq t < 0.07 \rightarrow v_p = 0 \\ t \geq 0.07 \rightarrow v_p = 200.\cos(328.t_2 + 0.995) \text{ avec } t_2 = t - 0.07 \end{array} \right.$

Son influence hormis la période transitoire est peu visible sur le courant (figure III.12) mais s'observe plus aisément sur l'erreur de suivi (figure III.13). La perturbation de fréquence différente de celle de la consigne, est moins atténuée que précédemment ; le courant dans la charge possède dès lors une composante alternative de fréquence égale à celle de la perturbation mais dont l'amplitude reste toutefois très faible (de l'ordre de 2.5 % de l'amplitude du courant de consigne).

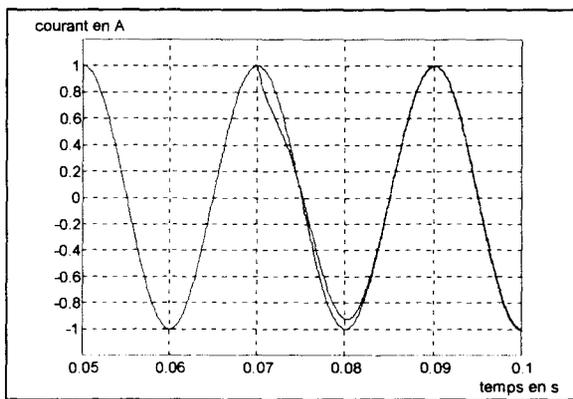


Figure III.12 - Réponse en poursuite.

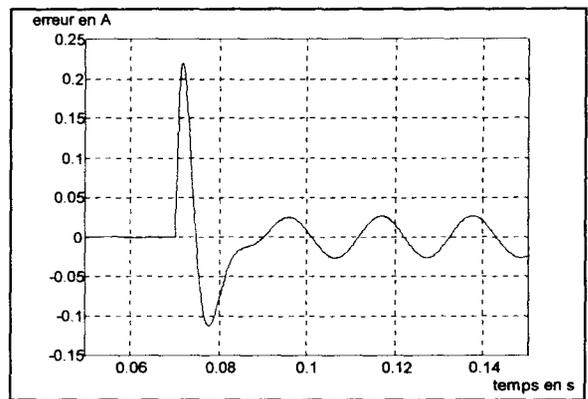


Figure III.13 - Erreur de suivi.

La fréquence du signal de perturbation est maintenant inférieure à celle du signal de référence :

Perturbation $\left| \begin{array}{l} 0 \leq t < 0.07 \rightarrow v_p = 0 \\ t \geq 0.07 \rightarrow v_p = 200.\cos(300.t_2 + 0.995) \text{ avec } t_2 = t - 0.07 \end{array} \right.$

Les constatations sont les mêmes que pour le cas précédent ; la réponse en courant (figure III.14) est peu perturbée. Une composante de fréquence égale à celle de la perturbation, visible sur l'erreur de suivi (figure III.15), est présente sur la grandeur asservie mais son amplitude est trop faible pour dévaluer les performances acquises jusqu'alors.

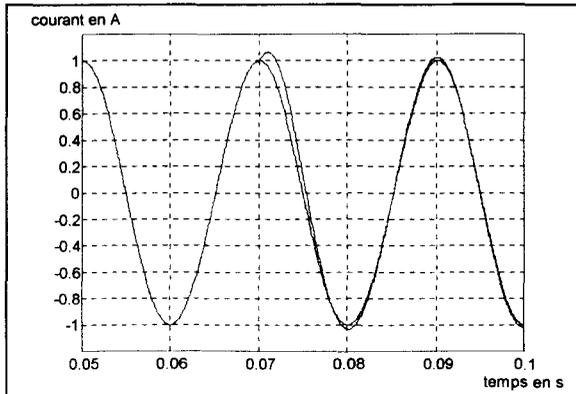


Figure III.14 - Réponse en poursuite.

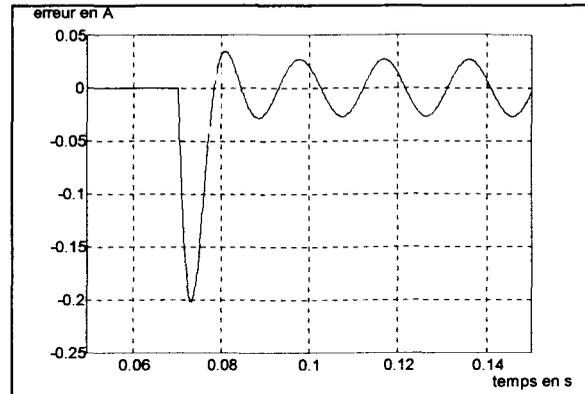


Figure III.15 - Erreur de suivi.

Le comportement en régulation est indéniablement très bon sachant que l'amplitude de la perturbation choisie a été volontairement exagérée.

III.3.2 - Analyse de la robustesse

III.3.2.1 - Lieu des pôles généralisé

Le processus asservi en courant est composé d'éléments dont la valeur entre en compte dans le calcul des coefficients du correcteur. L'identification de ces paramètres est accompagnée d'incertitudes sur les valeurs ainsi qu'à des variations dues à des phénomènes thermique, magnétique ou autres. Il est dès lors crucial de vérifier que le système bouclé n'est pas sensible à ces écarts (instabilité, dynamique fortement modifiée, ...).

La robustesse du réglage par rapport à une incertitude sur la valeur de la résistance ou de l'inductance est étudiée par la méthode du lieu des pôles généralisé [HAUTIER, 97]. L'expression du polynôme caractéristique est toujours obtenue en effectuant la somme du numérateur et du dénominateur de la fonction de transfert de boucle. Dans ces conditions, il apparaît une relation d'équivalence entre plusieurs fonctions de transfert de boucle conduisant au même polynôme caractéristique ; elles correspondent alors à des systèmes semblables réglés différemment.

Pratiquement, on factorise dans le polynôme caractéristique $\Delta(s)$ le terme par rapport auquel on souhaite étudier la robustesse (donc l'effet des variations) et on détermine alors une nouvelle fonction de transfert ; le numérateur de celle-ci est formé de termes factorisant le

paramètre variable et le dénominateur, de tous les autres termes du polynôme. Les propriétés classiques du lieu d'Evans sont alors appliquées à cette nouvelle fonction de transfert qui, précisons-le, n'a pas de réalité physique.

III.3.2.2 - Influence de L_s

L'étude du lieu des pôles de la fonction de transfert suivante permet d'observer l'influence de L_s :

$$T_{L_s}(s) = L_s \cdot \frac{s(\omega_p^2 + s^2)}{(\omega_p^2 + s^2) \cdot R_s + c_0 + c_1 \cdot s + c_2 \cdot s^2} \quad (\text{III.23})$$

La fonction de transfert n'est pas causale ; on étudie donc la fonction inverse en utilisant les outils classiques de tracé des lieux d'Evans ; les pôles sont en réalité les zéros observés et réciproquement.

L'examen du lieu des pôles obtenu (figure III.16) montre que l'accroissement d'un taux de 80 % de l'inductance du processus par rapport à celle ayant servi de paramètre initial pour le calcul des coefficients du correcteur, entraîne un déplacement de l'ensemble des pôles vers l'axe des imaginaires ; de plus, les pôles complexes ont pour effet de s'éloigner de l'axe des réels. En conséquence, la dynamique du système bouclé est diminuée et l'amortissement de moins bonne qualité. Ces constatations s'observent également sur la réponse en poursuite de la figure III.17.

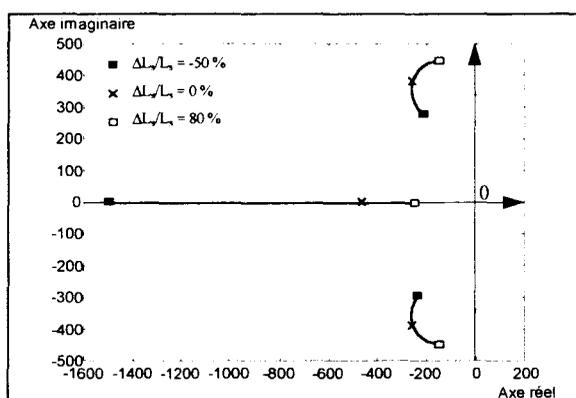


Figure III.16 - Lieu des pôles généralisé par rapport à L_s

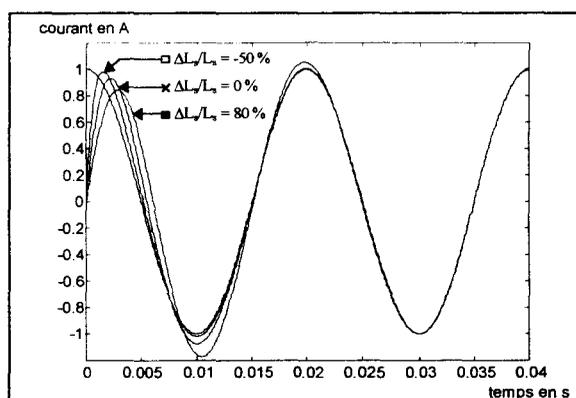


Figure III.17 - Réponse en poursuite par rapport à L_s

Pour une variation contraire de l'inductance du processus, le rapprochement des pôles complexes de l'axe des réels conjugué à l'augmentation du module du pôle réel provoque une réponse en poursuite plus rapide avec un amortissement accru.

Eu égard à l'importance des variations choisies pour l'inductance du processus, on constate cependant une faible dispersion des réponses en poursuite ; dès lors le système est considéré comme robuste vis à vis de la variation de ce paramètre.

III.3.2.3 - Influence de R_s

Le tracé du lieu des pôles généralisé pour l'étude de la robustesse du système bouclé vis-à-vis de la résistance du processus s'opère à l'aide de la fonction de transfert suivante :

$$T_{R_s}(s) = R_s \cdot \frac{(\omega_p^2 + s^2)}{L_s \cdot (\omega_p^2 + s^2) \cdot s + c_0 + c_1 \cdot s + c_2 \cdot s^2} \quad (\text{III.24})$$

La cartographie des pôles (figure III.18) montre les faibles effets de la variation de la résistance ; une variation de - 40 % à + 100 % de ce paramètre induit un déplacement insignifiant des pôles du système bouclé. Les réponses en poursuite (figure III.19) sont alors superposées et attestent de l'excellente robustesse du système par rapport à une variation de la résistance.

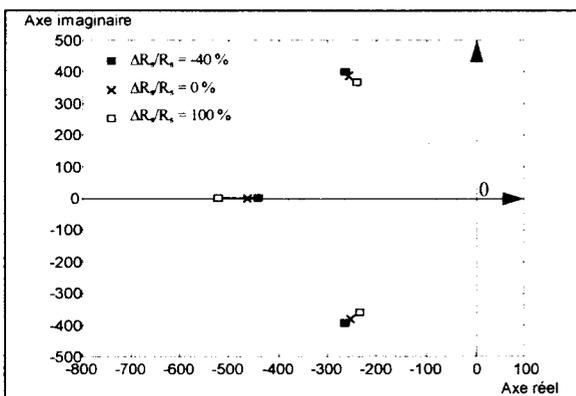


Figure III.18 - Lieu des pôles généralisé par rapport à R_s

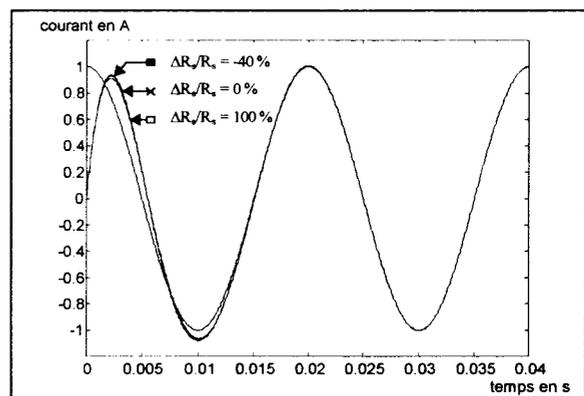


Figure III.19 - Réponse en poursuite par rapport à R_s

La robustesse du système vis-à-vis de l'inductance et de la résistance du processus est quasi absolue, ce qui valide d'autant plus son utilisation dans le cas de la commande d'une machine alternative qui présente en cours d'utilisation une dispersion importante de ses paramètres.

III.3.3 - Fonctionnement en fréquence variable

L'alimentation de la machine exige naturellement une variation de fréquence des courants dans les enroulements. Pour conserver les propriétés précédentes, notamment le rejet des perturbations (les forces électromotrices), il convient d'ajuster en temps réel les paramètres du correcteur dépendant de la fréquence d'utilisation. Dans ce cas précis, il s'agit des coefficients c_0 et c_1 ainsi que du terme résonnant formant le dénominateur de la fonction de transfert du correcteur résonnant :

$$C(s) = \frac{c_0 + c_1 \cdot s + c_2 \cdot s^2}{\omega_p^2 + s^2}$$

$$\text{avec } \begin{cases} c_0 = L_s \cdot \omega_0^3 \cdot \alpha^3 - R_s \cdot \omega_p^2 \\ c_1 = L_s \cdot \omega_0^2 \cdot \alpha^3 - L_s \cdot \omega_p^2 \\ c_2 = L_s \cdot \omega_0 \cdot \alpha^2 - R_s \end{cases}$$

La résistance R_s , l'inductance L_s et le rapport caractéristique α sont des paramètres constants et ont pour valeurs respectives 20 Ω , 0.6 H et 2.

La valeur attribuée à la première pulsation caractéristique ω_0 détermine la dynamique du système bouclé et la relation (III.16) propose une solution pour sa détermination à partir de la pulsation de résonance ω_p , conférant ainsi au système un temps de réponse proche d'une demi-période du signal d'entrée. La pulsation d'utilisation ω_p est un paramètre variable ; dès lors, il semble nécessaire d'adapter en temps réel la valeur de ω_0 . Il est cependant possible de maintenir constante cette pulsation caractéristique ; son calcul doit alors être opéré dans le cas d'une consigne de fréquence maximale, valeur dépendant de l'application considérée. La commande de machine conduit à choisir comme valeur maximale pour la pulsation ω_p , 314 rad/s ; ceci entraîne, par application de la formule (III.16), une valeur de 220 rad/s pour ω_0 .

On garantit ainsi au système bouclé un temps de réponse n'excédant en aucun cas une demi-période du signal de consigne et ce quelle que soit sa fréquence ω_p .

Les essais de simulation effectués tiennent compte de grandeurs de consigne et de perturbation dont la fréquence varie :

$$\text{Consigne} \quad \begin{cases} 0 \leq t < 0.02 & \rightarrow i_{\text{ref}} = 0 \\ t \geq 0.02 & \rightarrow i_{\text{ref}} = \cos(\omega_p \cdot t_1) \end{cases}$$

$$\text{Perturbation} \quad \begin{cases} 0 \leq t < 0.02 & \rightarrow v_p = 0 \\ t \geq 0.02 & \rightarrow v_p = 200 \cdot \cos(\omega_p \cdot t_1 + 0.995) \end{cases}$$

$$\text{avec} \quad \begin{cases} t_1 = t - 0.02 \\ \omega_p \text{ variant de } 0 \text{ à } 250 \text{ rad/s en } 4 \text{ s} \end{cases}$$

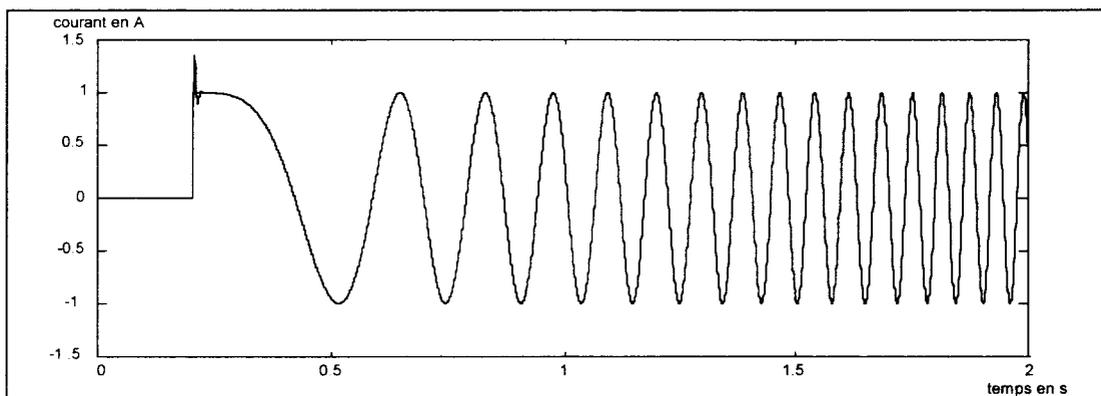


Figure III.20 - Réponse en courant pour ω_p variable.

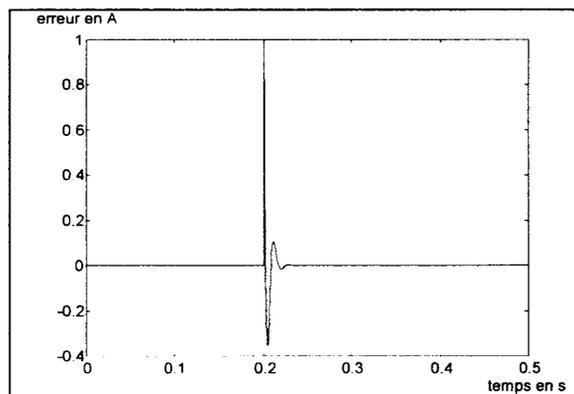


Figure III.21 - Erreur en courant pour ω_p variable.

Le courant dans la charge (figures III.20) est superposé à sa référence au-delà de la période transitoire correspondant au temps de dépassement défini précédemment. L'erreur en suivi (figure III.21) témoigne d'un asservissement quasi parfait du courant sur une consigne de fréquence variable.

L'essai suivant reprend les mêmes paramètres de simulation si ce n'est que la vitesse de variation de la fréquence du signal de référence est fortement augmentée :

$$\text{Consigne} \quad \left\{ \begin{array}{l} 0 \leq t < 0.02 \rightarrow i_{\text{ref}} = 0 \\ t \geq 0.02 \rightarrow i_{\text{ref}} = \cos(\omega_p \cdot t_1) \end{array} \right.$$

$$\text{Perturbation} \quad \left\{ \begin{array}{l} 0 \leq t < 0.02 \rightarrow v_p = 0 \\ t \geq 0.02 \rightarrow v_p = 200 \cdot \cos(\omega_p \cdot t_1 + 0.995) \end{array} \right.$$

$$\text{avec} \quad \left\{ \begin{array}{l} t_1 = t - 0.02 \\ \omega_p \text{ variant de } 0 \text{ à } 250 \text{ rad/s en } 0.1 \text{ s} \end{array} \right.$$

Malgré un dépassement plus important que pour l'essai précédent, force est de constater que le suivi de la consigne en régime établi est à nouveau parfait (figures III.22 et III.23).

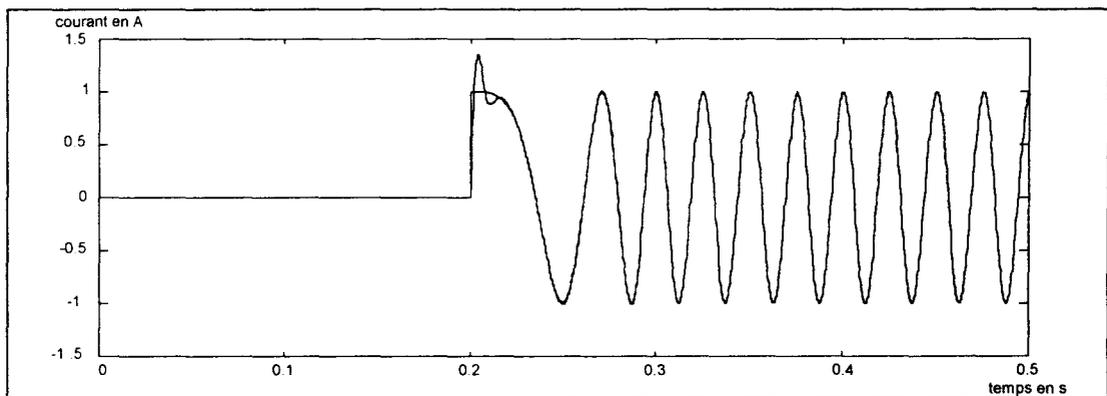


Figure III.22 - Réponse en courant pour ω_p variable.

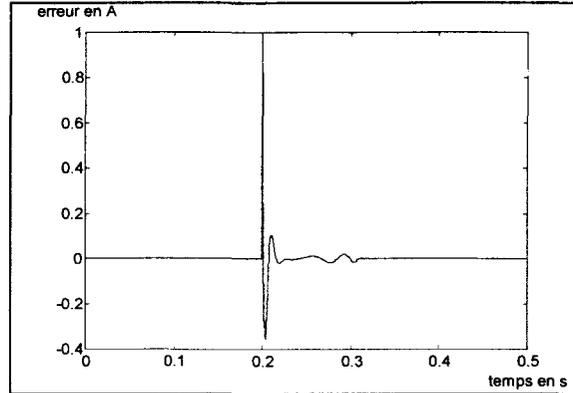


Figure III.23 - Erreur en courant pour ω_p variable.

Asservissement et régulation quasi parfaits, robustesse vis-à-vis des paramètres du processus, le correcteur résonnant se présente indéniablement comme la solution idéale pour le suivi de grandeurs alternatives. Sa validation complète passe à ce stade de l'étude par une implantation numérique afin de constater expérimentalement les acquis théoriques établis.

III.4 - Etude expérimentale du correcteur

III.4.1 - Numérisation du correcteur

Dans l'application, la commande est implantée dans une structure à base d'un processeur de signal ADSP 2181 de chez Analog Devices (voir chapitre VI). Dans ces conditions, il convient de définir un modèle discrétisé de la fonction remplie par le correcteur résonnant. La démarche retenue est classique puisque nous avons appliqué la transformation bilinéaire directement à la fonction de transfert du correcteur (expression III.8).

Le passage du domaine analogique au domaine discrétisé s'opère par la transformation suivante :

$$s \rightarrow 2.f_e \cdot \frac{z-1}{z+1} \quad (\text{III.25})$$

avec f_e , la fréquence d'échantillonnage.

Bien que la stabilité du système soit garantie, cette transformation ne quantifie absolument pas cette stabilité. Il est dès lors nécessaire de contrôler après discrétisation que les deux fonctions de transfert possèdent des courbes de Bode semblables, ce qui permet de s'assurer que les deux correcteurs auront un comportement identique en régime permanent.

L'application de la transformation bilinéaire conduit à la transmittance discrétisée suivante pour le correcteur résonnant :

$$C(z) = \frac{N_0 + N_1 \cdot z + N_2 \cdot z^2}{D_0 + D_1 \cdot z + z^2} \quad (\text{III.26})$$

avec

$$N_2(z) = \frac{4 \cdot f_e^2 \cdot L_s \cdot \omega_0 \cdot \alpha^2 + 2 \cdot L_s \cdot f_e \cdot \omega_0^2 \cdot \alpha^3 - 2 \cdot L_s \cdot f_e \cdot \omega_p^2 - R_s \cdot \omega_p^2 + L_s \cdot \omega_0^3 \cdot \alpha^3 - 4 \cdot f_e^2 \cdot R_s}{\omega_p^2 + 4 \cdot f_e^2} \quad (\text{III.27})$$

$$N_1(z) = \frac{-8 \cdot f_e^2 \cdot L_s \cdot \omega_0 \cdot \alpha^2 - 2 \cdot R_s \cdot \omega_p^2 + 2 \cdot L_s \cdot \omega_0^3 \cdot \alpha^3 + 8 \cdot f_e^2 \cdot R_s}{\omega_p^2 + 4 \cdot f_e^2} \quad (\text{III.28})$$

$$N_0(z) = \frac{4 \cdot f_e^2 \cdot L_s \cdot \omega_0 \cdot \alpha^2 - 2 \cdot L_s \cdot f_e \cdot \omega_0^2 \cdot \alpha^3 + 2 \cdot L_s \cdot f_e \cdot \omega_p^2 - R_s \cdot \omega_p^2 + L_s \cdot \omega_0^3 \cdot \alpha^3 - 4 \cdot f_e^2 \cdot R_s}{\omega_p^2 + 4 \cdot f_e^2} \quad (\text{III.29})$$

$$D_1(z) = \frac{2 \cdot (\omega_p^2 - 4 \cdot f_e^2)}{\omega_p^2 + 4 \cdot f_e^2} \quad (\text{III.30})$$

$$D_0(z) = 1 \quad (\text{III.31})$$

Les coefficients N_2 , N_1 , N_0 et D_1 sont dépendants de la pulsation d'utilisation ω_p . L'observation de la figure III.24 montrant l'évolution de ces paramètres pour ω_p allant de 0 à 314 rd/s, permet de constater la faible variation de ceux-ci. Il est toutefois crucial de tenir compte de la valeur exacte du coefficient D_1 ; en effet, il détermine celle de la fréquence de résonance. Toute approximation faite sur celui-ci entraîne un correcteur réglé pour une fréquence différente de celle de la consigne. Les courbes de gain de la fonction de transfert en

poursuite (figure III.8) et en régulation (figure III.11) montrent les effets néfastes engendrés par cet écart : gain de boucle non unitaire en régime permanent, influence accrue de la perturbation sur la grandeur asservie ...

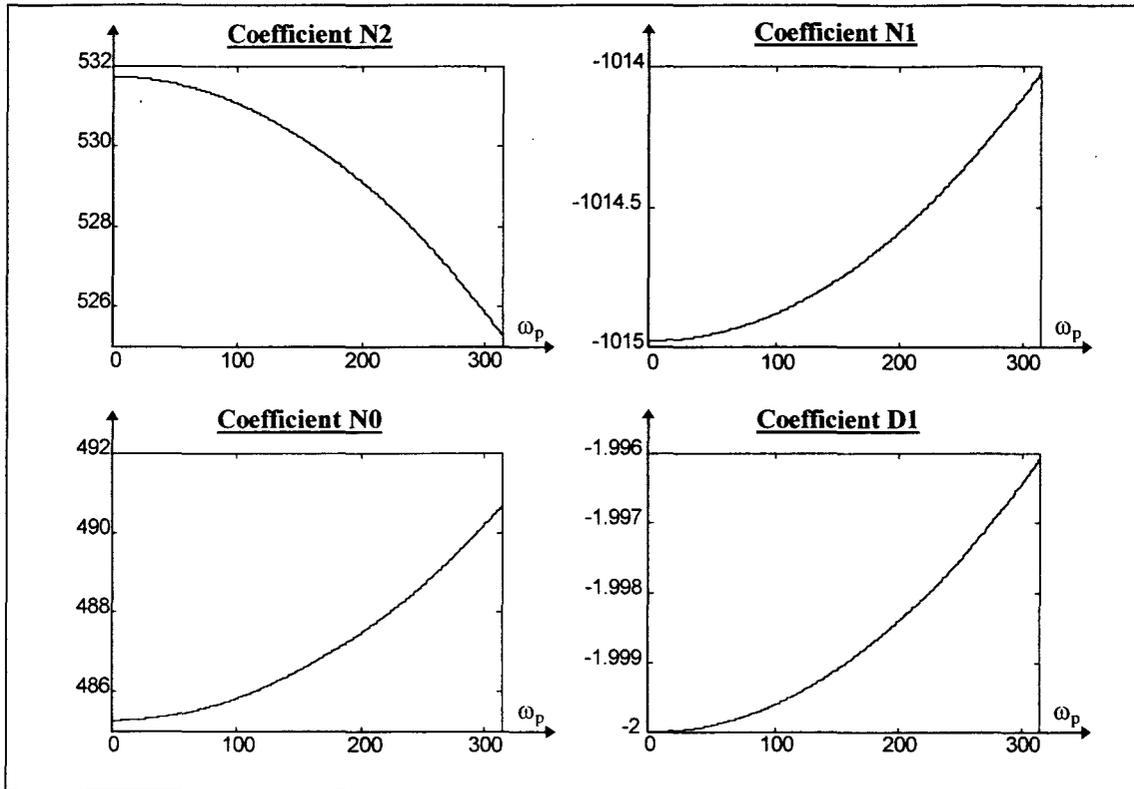


Figure III.24 - Evolution de la valeur des coefficients du correcteur numérisé en fonction de la pulsation d'utilisation ω_p

Le calcul nécessairement précis du coefficient D_1 induit une bonne quantification des nombres dans l'algorithme de commande implanté dans le processeur de signal. Explicité dans le chapitre VI dédié à la maquette expérimentale, ce problème est à l'origine du choix d'une notation en virgule flottante des nombres bien que le format naturel proposé pour le composant ADSP 2181 soit la virgule fixe sur 16 bits.

Par contre les autres coefficients peuvent être maintenus constants, suivant une valeur moyenne de leurs variations respectives sans pour autant altérer outre mesure les performances du système bouclé. Il a toutefois été prévu dans l'algorithme, la prise en compte de ces variations qui obéissent toutes à des lois paraboliques ; elles s'avèrent ainsi facilement implantables en programmation.

III.4.2 - Résultats expérimentaux obtenus dans le cas d'une charge (R_s , L_s)

Les paramètres des essais expérimentaux sont les suivants :

Charge	$R_s = 20 \Omega$ $L_s = 0.6 \text{ H}$
Commande	$\omega_0 = 220 \text{ rad / s}$ $\alpha = 2$ $f_c = 2500 \text{ Hz}$

III.4.2.1 - Fonctionnement à fréquence fixe

On asservi dans la charge un courant de consigne de fréquence fixe dont l'expression est la suivante :

Consigne	$0 \leq t < 0.01 \rightarrow i_{\text{ref}} = 0$ $t \geq 0.01 \rightarrow i_{\text{ref}} = \cos(314.t_1)$ avec $t_1 = t - 0.01$
----------	--

La similitude de la courbe issue de l'expérimentation avec celle obtenue en simulation (figure III.25) valide l'implantation numérique du correcteur résonant. Le seul effet induit par la numérisation est un dépassement un peu supérieur à celui obtenu avec le correcteur analogique.

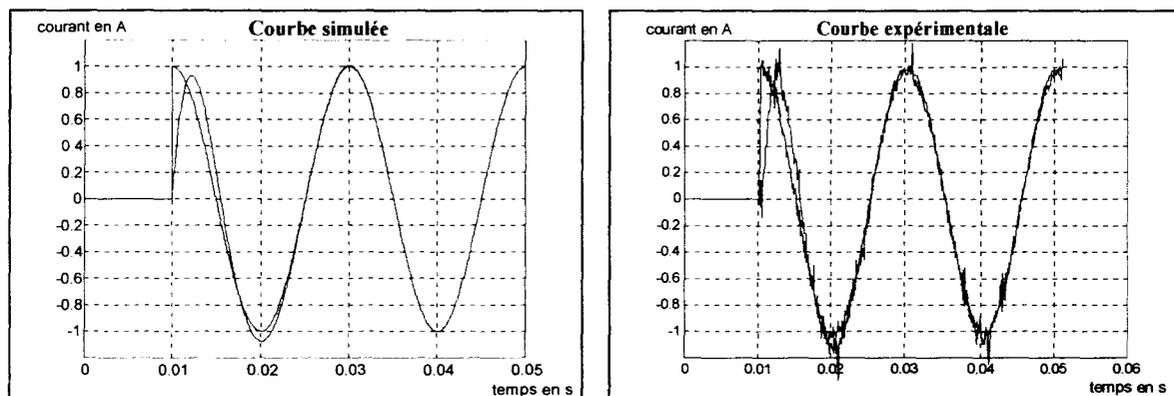


Figure III.25 - Réponse en poursuite simulée et expérimentale pour $\omega_p=314 \text{ rd/s}$.

III.4.2.2 - Robustesse par rapport à L_s

Les coefficients du correcteur sont calculés pour un processus dont l'inductance a pour valeur nominale 0.6 H. La robustesse du système bouclé par rapport à L_s est alors éprouvée expérimentalement en considérant des variations de +80 % et -40 % de la valeur de l'inductance. La consigne est identique à celle de l'essai précédent :

$$\text{Consigne} \quad \begin{cases} 0 \leq t < 0.01 & \rightarrow i_{\text{ref}} = 0 \\ t \geq 0.01 & \rightarrow i_{\text{ref}} = \cos(314.t_1) \text{ avec } t_1 = t - 0.01 \end{cases}$$

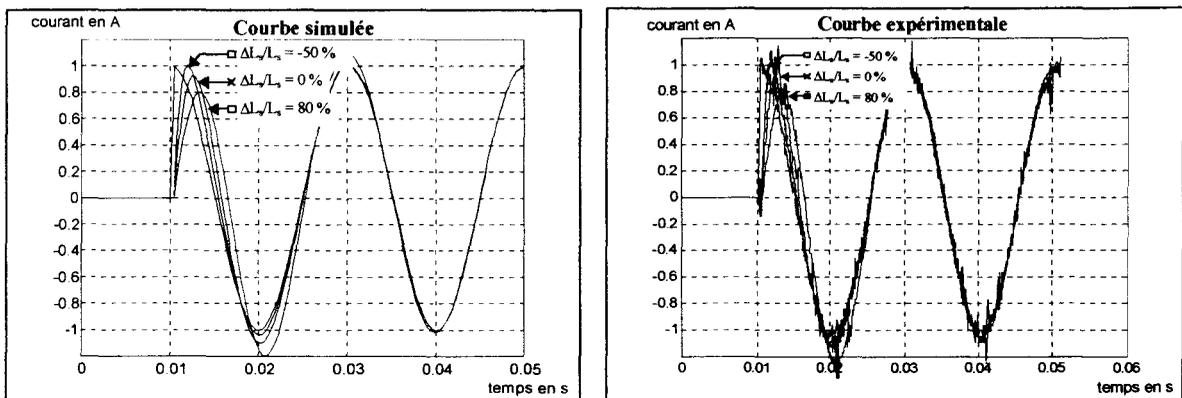


Figure III.26 - Réponse en poursuite simulée et expérimentale pour $\omega_p=314$ rad/s et L_s variable.

Les résultats relevés expérimentalement sont identiques à ceux obtenus en simulation (figure III.26) ; ils valident sans conteste la robustesse du système bouclé vis-à-vis de la variation de l'inductance du processus.

III.4.2.3 - Robustesse par rapport à R_s

De la même manière que pour l'inductance, les essais expérimentaux sont réalisés pour trois valeurs de résistance : la résistance nominale égale à 20 Ω , puis des variations de +100 % et de -40 % de la résistance du processus. Les coefficients du correcteur sont évidemment calculés dans le cas de la résistance nominale. La consigne est toujours la même.

Consigne $\left\{ \begin{array}{l} 0 \leq t < 0.01 \rightarrow i_{ref} = 0 \\ t \geq 0.01 \rightarrow i_{ref} = \cos(314.t_1) \text{ avec } t_1 = t - 0.01 \end{array} \right.$

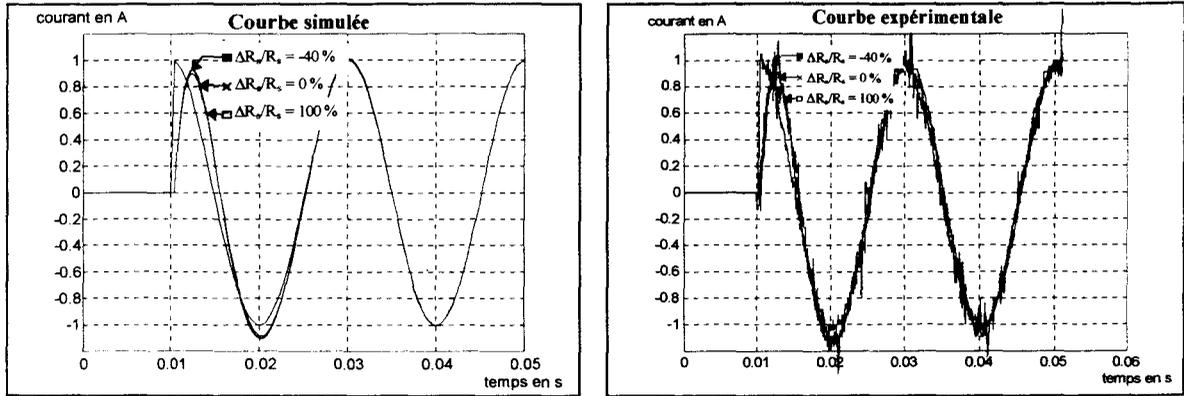


Figure III.27 - Réponse en poursuite simulée et expérimentale pour $\omega_p=314$ rad/s et R_s variable.

La similitude des courbes expérimentales et simulées (figure III.27) conforte les constatations faites quant à l'excellente robustesse du système bouclé vis-à-vis de la résistance du processus.

III.4.2.4 - Variation de fréquence

Le dernier essai réalisé sur cette charge inductive (R_s , L_s) consiste en une variation de la fréquence de la consigne. Ce courant de référence a pour expression :

Consigne $\left\{ \begin{array}{l} 0 \leq t < 0.02 \rightarrow i_{ref} = 0 \\ t \geq 0.02 \rightarrow i_{ref} = \cos(\omega_p.t_1) \end{array} \right.$

avec $\left\{ \begin{array}{l} t_1 = t - 0.02 \\ \omega_p \text{ variant de } 0 \text{ à } 250 \text{ rad / s en } 4 \text{ s} \end{array} \right.$

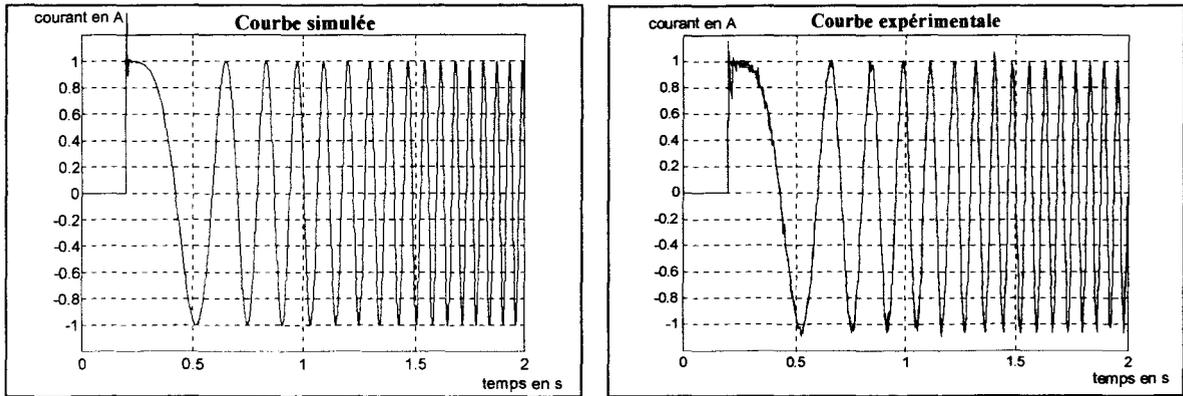


Figure III.28 - Réponse en poursuite lors d'une variation de fréquence.

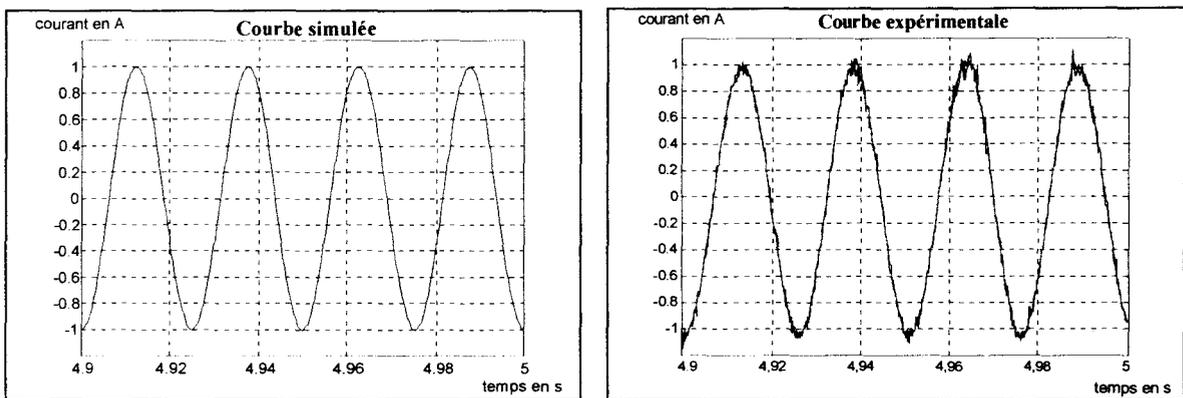


Figure III.29 - Réponse en poursuite en régime établi.

L'adéquation parfaite de la simulation et de l'expérimentation (figure III.28) valide l'utilisation du correcteur résonnant lors d'une variation de fréquence du courant de consigne. On retrouve en régime établi (figure III.29) un suivi parfait de la consigne.

L'ensemble des essais expérimentaux effectué sur la charge (R_s , L_s) recoupe parfaitement l'étude théorique et met en exergue la faible influence de la numérisation du correcteur. Il est dès lors envisageable de passer à l'application finale, l'asservissement des courants dans les enroulements de la machine asynchrone diphasée.

III.5 - Application à la machine asynchrone diphasée

La figure III.30 propose le schéma fonctionnel correspondant à la structure de commande mise en oeuvre. Chaque phase statorique de la machine asynchrone diphasée est représentée par une charge inductive mise en série avec une force électromotrice ; cette dernière modélise le couplage magnétique avec l'autre enroulement. On désire asservir les courants dans ces bobinages qui représentent sans conteste un cas d'utilisation très défavorable : fréquence variable des grandeurs de consignes, perturbations d'amplitude importante à la fréquence d'utilisation, variation des paramètres de la machine, couplage important entre les deux chaînes d'asservissements.

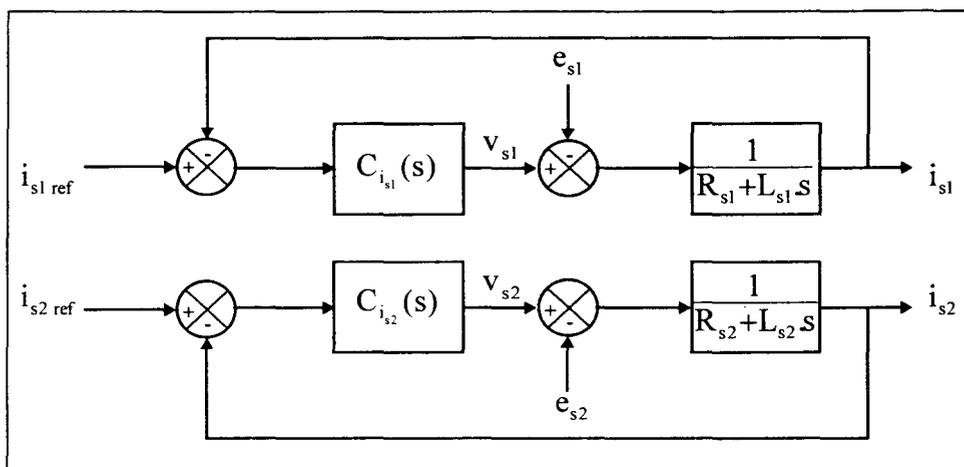


Figure III.30 - Asservissement des courants dans la machine asynchrone diphasée.

Un correcteur résonnant est dédié à l'asservissement du courant dans chaque phase. Leur synthèse dépend des paramètres de l'enroulement considéré ainsi que des caractéristiques propres à la réponse en courant souhaitée (amortissement, temps de réponse). Précisons enfin que les coefficients des correcteurs sont adaptés en temps réel à la fréquence des courants de consigne. Les paramètres de base nécessaires au calcul de ces coefficients sont les suivants :

$$\text{correcteur } C_{i_{s1}} : \begin{cases} R_{s1} = 5.7 \, \Omega, L_{s1} = 0.322 \, \text{H} \\ \omega_o = 220 \, \text{rad/s}, \alpha = 2 \end{cases}$$

correcteur $C_{i_{s2}}$:

$$\begin{cases} R_{s2} = 115 \, \Omega, L_{s2} = 0.462 \, \text{H} \\ \omega_0 = 220 \, \text{rad/s}, \alpha = 2 \end{cases}$$

Le calcul de la pulsation caractéristique ω_0 est basé sur la fréquence maximale des courants de consigne qui est fixée à 314 rad/s. On retrouve alors une valeur de 220 rad/s pour cette pulsation (cf § III.3.3).

Les consignes de courant appliquées à la machine asynchrone diphasée dissymétrique sont choisies afin d'obtenir un champ tournant statorique circulaire, en accord avec la loi établie lors de l'étude du moteur (cf § I.2.4.5). Déphasées de 90°, elles ont leurs amplitudes liées par le paramètre « A » de la machine (équation I.49) :

Consignes

$$\begin{cases} 0 \leq t < 0.2 \rightarrow \begin{cases} i_{s1 \text{ ref}} = 0 \\ i_{s2 \text{ ref}} = 0 \end{cases} \\ t \geq 0.2 \rightarrow \begin{cases} i_{s1 \text{ ref}} = \sqrt{2} \cdot \cos(\omega_p \cdot t_1) \\ i_{s2 \text{ ref}} = \sqrt{2} \cdot A \cdot \sin(\omega_p \cdot t_1) \end{cases} \end{cases}$$

avec

$$\begin{cases} t_1 = t - 0.2 \\ \omega_p \text{ variant de } 0 \text{ à } 250 \, \text{rad/s en } 4 \, \text{s} \\ A = 0.866 \end{cases}$$

La figure III.31 montre les courants mesurés dans les enroulements de la machine sur une plage de deux secondes.

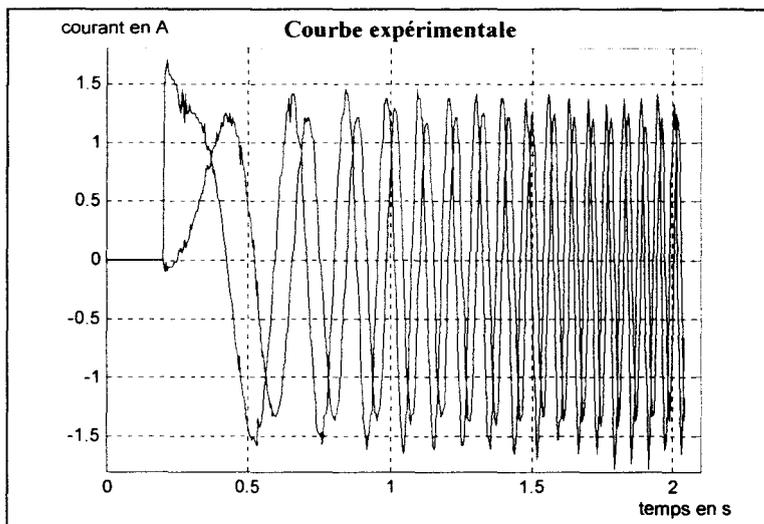


Figure III.31 - Courants mesurés dans les enroulements statoriques.

Les figures III.32 et III.33 montrent les réponses sur une plage de 1 seconde en comparaison avec les références. Le suivi de celles-ci est quasi parfait et on peut considérer que le correcteur résonnant constitue l'organe de contrôle idéal pour ce type d'application.

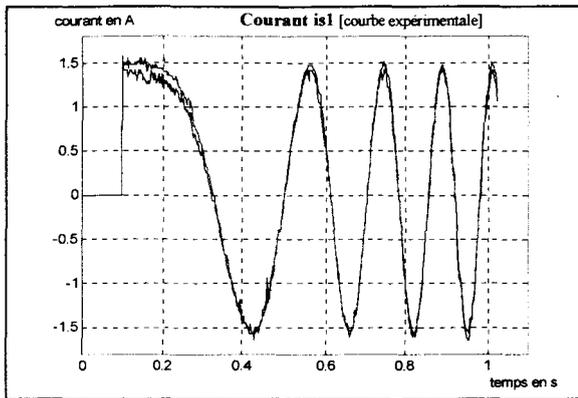


Figure III.32 - Réponse en poursuite du courant i_{s1} .

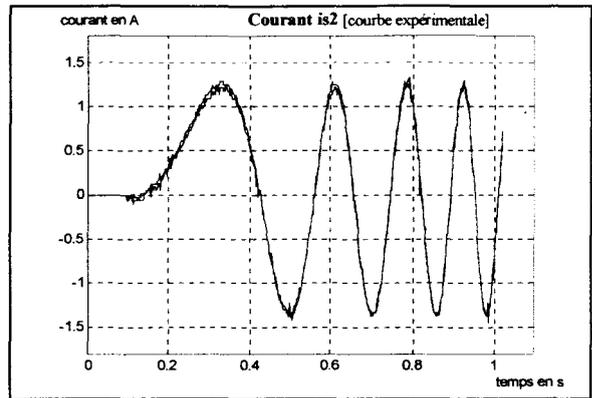


Figure III.33 - Réponse en poursuite du courant i_{s2} .

III.6 - Conclusion

La structure de correcteur proposée, basée sur le principe de résonance, s'avère sans conteste la solution idéale pour l'asservissement d'une grandeur alternative. Désigné « **correcteur résonnant** », ses points forts sont les suivants :

- il confère au système bouclé **un comportement en asservissement excellent** ; il permet en effet le suivi sans erreur d'un signal à trajectoire sinusoïdale et ce même en variation de fréquence,
- il octroie au système **un comportement parfait en régulation** dès lors que la perturbation considérée est à la même fréquence que le signal de consigne,
- **sa robustesse est très importante** ; il autorise, sans grandes altérations sur le suivi de la consigne, de très importantes variations des paramètres du processus,
- **sa synthèse est aisée** ; calculés par le biais de la méthode des polynômes de Naslin, les coefficients du correcteur sont ajustés en temps réel à la fréquence de la consigne.

L'utilisation du correcteur résonnant pour asservir les courants dans les phases statoriques de la machine asynchrone diphasée est particulièrement adaptée ; il permet de s'affranchir des variations paramétriques et ses performances en asservissement et en régulation autorisent le contrôle parfait des courants, en dépit de l'état magnétique variant de la machine.

Des consignes en quadrature et d'amplitudes liées par le paramètre « A » spécifique à une machine déséquilibrée vont dès lors permettre la création d'un champ tournant statorique circulaire. Ce rééquilibrage de la machine est à la base de la stratégie de commande vectorielle mise en oeuvre dans le chapitre suivant.

CHAPITRE IV

COMMANDE VECTORIELLE DU MOTEUR ASYNCHRONE DIPHASE

IV.1 - Introduction

La nature diphasée du stator nous incite à appliquer une stratégie de commande vectorielle classiquement employée dans le cas des moteurs triphasés. La mise en équations dans le repère de Park (cf § I.1.2.2) montre que cela n'est possible que pour une machine aux bobinages statoriques identiques. Dans le cas contraire, la position du référentiel (d,q) par rapport aux enroulements statoriques apparaît comme étant un paramètre influent dans les équations et les rend de ce fait, inexploitable.

L'étude des forces magnétomotrices de la machine asynchrone diphasée dissymétrique aboutit à l'établissement d'une loi sur les courants statoriques visant à « rééquilibrer » la machine, qui présente ainsi un couple électromagnétique exempt de composante vibratoire. Il devient alors envisageable d'appliquer une stratégie de commande vectorielle en identifiant la machine dissymétrique à une machine symétrique équivalente.

IV.2 - Commande vectorielle à flux rotorique orienté

L'élaboration de la commande vectorielle à flux rotorique orienté se fait en considérant dans un premier temps la machine asynchrone diphasée aux enroulements statoriques symétriques.

IV.2.1 - Calage du repère tournant (d,q) sur le vecteur flux rotorique

Cette partie est classique ; le chapitre I a permis la mise en équations du moteur asynchrone diphasé symétrique dans un repère tournant (d,q) :

- relation matricielle des tensions,

$$\begin{pmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{\tau_r} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{\tau_r} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i'_{rd} \\ i'_{rq} \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{d}{dt} & -\omega_s & 0 & 0 \\ \omega_s & \frac{d}{dt} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{d}{dt} & -\omega_r \\ 0 & 0 & \omega_r & \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \\ i_{\varphi_{rd}} \\ i_{\varphi_{rq}} \end{pmatrix} \quad (\text{IV.1})$$

- relation matricielle des flux,

$$\begin{pmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \\ i_{\varphi_{rd}} \\ i_{\varphi_{rq}} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s1} & 0 & L_{s1} \cdot (1 - \sigma_1) & 0 \\ 0 & L_{s1} & 0 & L_{s1} \cdot (1 - \sigma_1) \\ 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i'_{rd} \\ i'_{rq} \end{pmatrix} \quad (\text{IV.2})$$

- expression du couple électromagnétique,

$$c_e = p \cdot L_{s1} \cdot (1 - \sigma_1) \cdot (i_{sd} \cdot i_{\varphi_{rq}} - i_{sq} \cdot i_{\varphi_{rd}}) \quad (\text{IV.3})$$

La commande vectorielle à flux rotorique orienté consiste à découpler le contrôle du flux rotorique de celui du couple électromagnétique. Le calage du repère de Park sur le vecteur flux rotorique permet d'associer les courants statoriques dans le référentiel (d,q) i_{sd} et i_{sq} aux

images respectives du flux rotorique et du couple électromagnétique. Ainsi, en maintenant constant le courant i_{sd} , on obtient un couple proportionnel à i_{sq} ; le fonctionnement de la machine est alors analogue à celui d'un moteur à courant continu.

Le calage du repère de Park consiste à aligner l'axe « d » sur le vecteur flux rotorique (figure IV.1) :

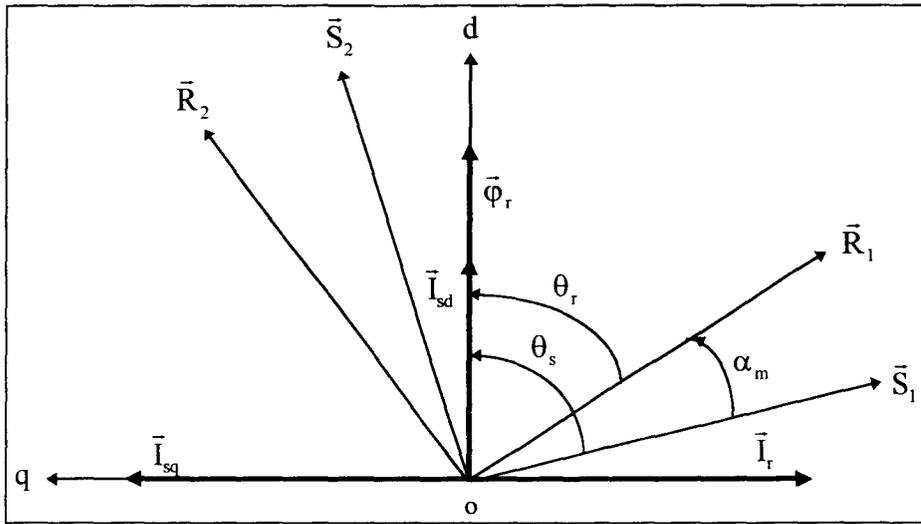


Figure IV.1 - Diagramme espace-temps avec alignement de l'axe « d » sur le vecteur flux rotorique.

La composante issue de la projection du vecteur flux rotorique sur l'axe « q » étant nulle, les équations préétablies se simplifient :

- relation matricielle des tensions,

$$\begin{pmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{\tau_r} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{\tau_r} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{d}{dt} & -\omega_s & 0 & 0 \\ \omega_s & \frac{d}{dt} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{d}{dt} & -\omega_r \\ 0 & 0 & \omega_r & \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \\ i_\varphi \\ 0 \end{pmatrix} \quad (IV.4)$$

- relation matricielle des flux,

$$\begin{pmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \\ i_{\varphi} \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s1} & 0 & L_{s1} \cdot (1 - \sigma_1) & 0 \\ 0 & L_{s1} & 0 & L_{s1} \cdot (1 - \sigma_1) \\ 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i'_{rd} \\ i'_{rq} \end{pmatrix} \quad (IV.5)$$

- expression du couple électromagnétique,

$$\underline{R}_{47} : \quad \boxed{c_e = p \cdot L_{s1} \cdot (1 - \sigma_1) \cdot i_{sq} \cdot i_{\varphi}} \quad (IV.6)$$

Les équations rotoriques d'axe « d » des relations (IV.4) et (IV.5) donnent une expression liant le courant magnétisant i_{φ} , image du flux rotorique, au courant statorique i_{sd} :

$$\underline{R}_{46} : \quad \boxed{i_{\varphi} \cdot \left(1 + \tau_r \cdot \frac{d}{dt}\right) = i_{sd}} \quad (IV.7)$$

Le courant i_{sd} permet d'agir directement sur la valeur du courant magnétisant et s'il est maintenu constant, alors la relation IV.6 montre que le contrôle du couple électromagnétique s'obtient par l'action proportionnelle du courant i_{sq} .

Le calage du repère (d,q) s'exprime au travers d'une expression liant la pulsation rotorique ω_r au courant statorique i_{sq} ; le respect de cette relation entraîne un flux rotorique d'axe « q » nul :

$$\underline{R}_{49} : \quad \boxed{\omega_r = \frac{1}{\tau_r} \cdot \frac{i_{sq}}{i_{\varphi}}} \quad (IV.8)$$

La figure (IV.2) représente le Graphe Informationnel Causal de la machine asynchrone diphasée symétrique, exprimée dans le repère de Park et dont l'axe « d » est colinéaire avec le vecteur flux rotorique (figure IV.2).

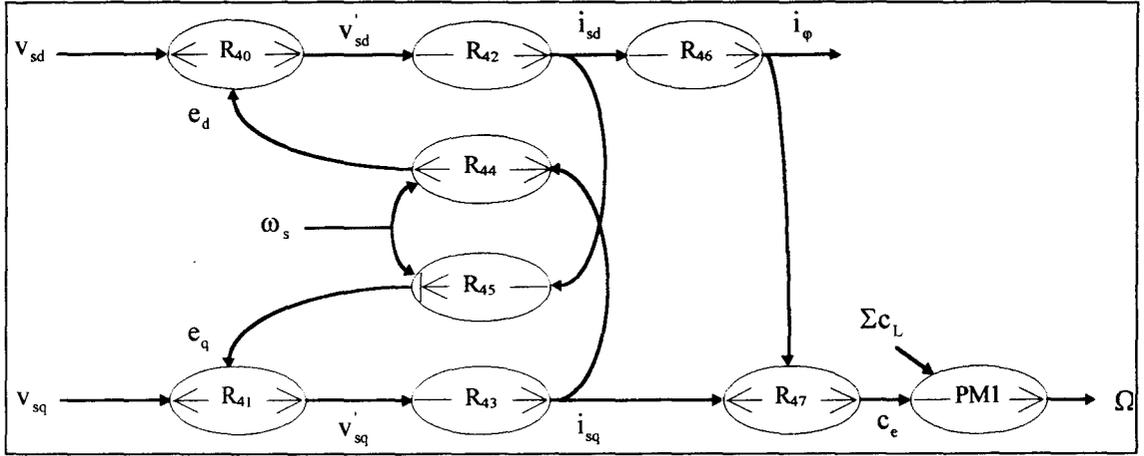


Figure IV.2 - Graphe Informationnel Causal de la machine asynchrone diphasée symétrique dans le repère (d,q) avec calage de l'axe « d » sur le vecteur flux rotorique.

$$\underline{R}_{40} : \quad v'_{sd} = v_{sd} + e_d \quad (IV.9)$$

$$\underline{R}_{41} : \quad v'_{sq} = v_{sq} + e_q \quad (IV.10)$$

$$\underline{R}_{42} : \quad R_{s1} \cdot \left[1 + (\tau_r + \tau_{s1}) \cdot \frac{d}{dt} + \tau_r \cdot \tau_{s1} \cdot \sigma_1 \cdot \frac{d^2}{dt^2} \right] \cdot i_{sd} = (1 + \tau_r \cdot \frac{d}{dt}) \cdot v'_{sd} \quad (IV.11)$$

$$\underline{R}_{43} : \quad R_{s1} \cdot \left[1 + \sigma_1 \cdot \tau_{s1} \cdot \frac{d}{dt} \right] \cdot i_{sq} = v'_{sq} \quad (IV.12)$$

$$\underline{R}_{44} : \quad e_d = \sigma_1 \cdot L_{s1} \cdot \omega_s \cdot i_{sq} \quad (IV.13)$$

$$\underline{R}_{45} : \quad (1 + \tau_r \cdot \frac{d}{dt}) \cdot e_q = -L_{s1} \cdot \omega_s \cdot (1 + \sigma_1 \cdot \tau_r \cdot \frac{d}{dt}) \cdot i_{sd} \quad (IV.14)$$

$$\underline{R}_{46} : \quad i_\phi \cdot (1 + \tau_r \cdot \frac{d}{dt}) = i_{sd} \quad (IV.15)$$

$$\underline{R}_{48} : \quad \omega_r = \omega_s - p \cdot \Omega \quad (IV.15)$$

$$\underline{PM1} : \quad J \cdot \frac{d\Omega}{dt} = c_e - \Sigma c_L \quad (IV.16)$$

La relation R_{45} exprimant la grandeur de couplage e_q en fonction du courant i_{sd} est une relation qui présente le même ordre de dérivation sur la sortie et sur l'entrée ; on la définit alors comme étant semi-rigide.

Ce graphe met en évidence le couplage existant entre les tensions statoriques dans le repère (d,q) ; le système n'est pas linéaire et l'action sur une seule de ces tensions a pour effet de modifier la valeur des deux courants statoriques.

IV.2.2 - Elaboration de la commande

IV.2.2.1 - Contrôle dans le repère (d,q)

L'élaboration de la commande en couple de la machine asynchrone diphasée symétrique s'obtient aisément par inversion des relations causales et rigides selon les règles définies dans le chapitre II (cf § II.2.3.1). Le Graphe Informationnel Causal de la figure IV.3 décrit l'articulation de cette commande associée à la machine modélisée dans le repère (d,q) calé sur le vecteur flux rotorique.

On reprend les notations adoptées précédemment (cf. § II.2.3.2) pour les différentes valeurs d'une grandeur réelle x :

\bar{x} : valeur reconstituée de x ,

\tilde{x} : valeur estimée de x ,

\hat{x} : valeur mesurée de x .

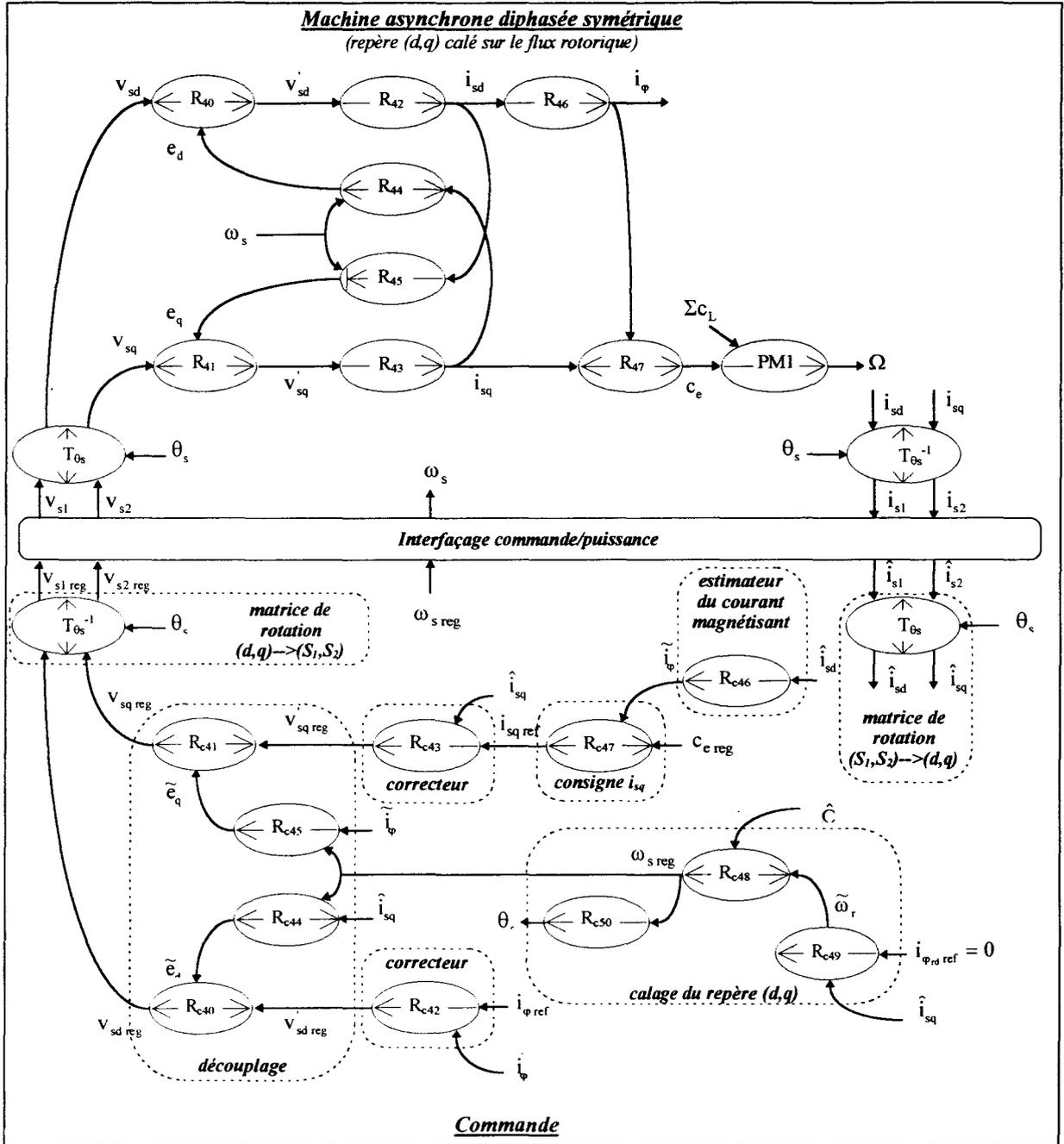


Figure IV.3 - GIC de la machine asynchrone diphasée symétrique et de sa commande en couple dans le référentiel (d,q) .

Les relations R_{40} et R_{41} sont de natures rigide et bijective ; leur inversion est directe mais nécessite l'estimation des grandeurs e_d et e_q considérées comme entrées de perturbation.

$$\underline{R_{c40}} : \quad v_{sd \text{ reg}} = v'_{sd \text{ reg}} - \tilde{e}_d \quad (\text{IV.17})$$

$$\underline{\mathbf{R}_{c41}} : \quad v_{sq \text{ ref}}' = v_{sq \text{ reg}}' - \tilde{e}_q \quad (\text{IV.18})$$

La valeur estimée de e_d est obtenue aisément par l'inversion directe de la relation \mathbf{R}_{44} :

$$\underline{\mathbf{R}_{c44}} : \quad \tilde{e}_d = \sigma_1 \cdot L_{s1} \cdot \omega_{s \text{ ref}} \cdot \hat{i}_{sq} \quad (\text{IV.19})$$

L'estimation de e_q est obtenue directement à partir de la relation \mathbf{R}_{45} :

$$\underline{\mathbf{R}_{c45}} : \quad \tilde{e}_q \cdot \left(1 + \tau_r \cdot \frac{d}{dt}\right) = -L_{s1} \cdot \omega_s \cdot \left(1 + \sigma_1 \cdot \tau_r \cdot \frac{d}{dt}\right) \cdot \hat{i}_{sd} \quad (\text{IV.20})$$

On associe les relations \mathbf{R}_{42} et \mathbf{R}_{46} afin d'exprimer le courant magnétisant i_ϕ en fonction de v_{sd}' . L'inversion de cette expression s'opère en suivant la règle propre à une causalité :

$$\underline{\mathbf{R}_{c42}} : \quad v_{sd \text{ reg}}' = C_{i_{sd}} (i_{\phi \text{ ref}} - \hat{i}_\phi) \quad (\text{IV.21})$$

La relation \mathbf{R}_{43} est causale, son inversion requiert la mise en oeuvre d'une boucle d'asservissement à grand gain entre la grandeur de référence et sa mesure :

$$\underline{\mathbf{R}_{c43}} : \quad v_{sq \text{ reg}}' = C_{i_{sq}} (i_{sq \text{ ref}} - \hat{i}_{sq}) \quad (\text{IV.22})$$

La relation causale \mathbf{R}_{46} (équation IV.7) permet d'estimer la valeur du courant magnétisant i_ϕ à partir de la mesure du courant i_{sd} :

$$\underline{\mathbf{R}_{c46}} : \quad \tilde{i}_\phi \cdot \left(1 + \tau_r \cdot \frac{d}{dt}\right) = \hat{i}_{sd} \quad (\text{IV.23})$$

L'expression du couple électromagnétique \mathbf{R}_{47} est rigide et bijective ; son inversion est immédiate :

$$\underline{\mathbf{R}_{c47}} : \quad i_{sq \text{ ref}} = \frac{C_{e \text{ reg}}}{p \cdot L_{s1} \cdot (1 - \sigma_1) \cdot \tilde{i}_\phi} \quad (\text{IV.24})$$

Le calage du repère (d,q) sur le vecteur flux rotorique est assuré grâce aux relations R₄₈ et R₄₉ (équation IV.8) :

$$\underline{R_{c48}} : \quad \omega_{s \text{ ref}} = p \cdot \hat{\Omega} + \tilde{\omega}_r \quad (\text{IV.25})$$

$$\underline{R_{c49}} : \quad \tilde{\omega}_r = \frac{1}{\tau_r} \cdot \frac{\hat{i}_{sq}}{\tilde{i}_\phi} \quad (\text{IV.26})$$

La relation R_{c50} permet par intégration de $\omega_{s \text{ ref}}$ d'obtenir la position θ_s nécessaire aux matrices de passage T_{θ_s} et $T_{\theta_s}^{-1}$:

$$\underline{R_{c50}} : \quad \theta_s = \int_0^t \omega_s \cdot dt + \theta_{s0} \quad (\text{IV.27})$$

avec θ_{s0} , la position initiale du repère.

Le passage du repère naturel des enroulements au repère (d,q) s'effectue au moyen de la matrice de rotation suivante :

$$T_{\theta_s} = \begin{bmatrix} \cos\theta_s & \sin\theta_s \\ -\sin\theta_s & \cos\theta_s \end{bmatrix} \quad (\text{IV.28})$$

La transformation inverse s'obtient par la transposée de cette matrice :

$$T_{\theta_s}^{-1} = T_{\theta_s}^t = \begin{bmatrix} \cos\theta_s & -\sin\theta_s \\ \sin\theta_s & \cos\theta_s \end{bmatrix} \quad (\text{IV.29})$$

Le tableau de la figure IV.4 propose la synthèse des relations du processus et celles de la commande associée.

Relations	Processus	Commande
$R_{40} \Rightarrow R_{c40}$	$v'_{sd} = v_{sd} + e_d$	$v_{sd \text{ reg}} = v'_{sd \text{ reg}} - \tilde{e}_d$
$R_{41} \Rightarrow R_{c41}$	$v'_{sq} = v_{sq} + e_q$	$v_{sq \text{ reg}} = v'_{sq \text{ reg}} - \tilde{e}_q$
$R_{42} \Rightarrow R_{c42}$	$R_{s1} \cdot \left[1 + (\tau_r + \tau_{s1}) \cdot \frac{d}{dt} + \tau_r \cdot \tau_{s1} \cdot \sigma_1 \cdot \frac{d^2}{dt^2} \right] \cdot i_{sd}$ $= (1 + \tau_r \cdot \frac{d}{dt}) \cdot v'_{sd}$	$v'_{sd \text{ reg}} = C_{i_{sd}} (i_{\varphi \text{ ref}} - \tilde{i}_{\varphi})$
$R_{43} \Rightarrow R_{c43}$	$R_{s1} \cdot \left[1 + \sigma_1 \cdot \tau_{s1} \cdot \frac{d}{dt} \right] \cdot i_{sq} = v'_{sq}$	$v'_{sq \text{ reg}} = C_{i_{sq}} (i_{sq \text{ ref}} - \hat{i}_{sq})$
$R_{44} \Rightarrow R_{c44}$	$e_d = \sigma_1 \cdot L_{s1} \cdot \omega_s \cdot i_{sq}$	$\tilde{e}_d = \sigma_1 \cdot L_{s1} \cdot \omega_{s \text{ ref}} \cdot \hat{i}_{sq}$
$R_{45} \Rightarrow R_{c45}$	$e_q \cdot (1 + \tau_r \cdot \frac{d}{dt})$ $= -L_{s1} \cdot \omega_{s \text{ ref}} \cdot (1 + \sigma_1 \cdot \tau_r \cdot \frac{d}{dt}) \cdot i_{sd}$	$\tilde{e}_q \cdot (1 + \tau_r \cdot \frac{d}{dt})$ $= -L_{s1} \cdot \omega_{s \text{ ref}} \cdot (1 + \sigma_1 \cdot \tau_r \cdot \frac{d}{dt}) \cdot \hat{i}_{sd}$
$R_{46} \Rightarrow R_{c46}$	$i_{\varphi} \cdot (1 + \tau_r \cdot \frac{d}{dt}) = i_{sd}$	$\tilde{i}_{\varphi} \cdot (1 + \tau_r \cdot \frac{d}{dt}) = \hat{i}_{sd}$
$R_{47} \Rightarrow R_{c47}$	$c_e = p \cdot L_{s1} \cdot (1 - \sigma_1) \cdot i_{sq} \cdot i_{\varphi}$	$i_{sq \text{ ref}} = \frac{c_{e \text{ reg}}}{p \cdot L_{s1} \cdot (1 - \sigma_1) \cdot \tilde{i}_{\varphi}}$
$R_{48} \Rightarrow R_{c48}$	$\omega_r = \omega_s - p \cdot \Omega$	$\omega_{s \text{ ref}} = p \cdot \hat{\Omega} + \tilde{\omega}_r$
$R_{49} \Rightarrow R_{c49}$	$\omega_r = \frac{1}{\tau_r} \cdot \frac{i_{sq}}{i_{\varphi}}$	$\tilde{\omega}_r = \frac{1}{\tau_r} \cdot \frac{\hat{i}_{sq}}{\tilde{i}_{\varphi}}$

Figure IV.4 - Synthèse des relations.

La commande vectorielle à flux rotorique orienté (figure IV.3) se présente sous la forme du découpage fonctionnel suivant :

- **les correcteurs** qui assurent le suivi dans le référentiel (d,q) des grandeurs de consigne $i_{\varphi \text{ ref}}$ et $i_{sq \text{ ref}}$,

- **le module de découplage** qui permet d'annuler, comme son nom l'indique, le couplage naturel des tensions statoriques dans le référentiel (d,q), rendant ainsi possible le contrôle séparé des courants i_{sd} et i_{sq} ; élaboré à partir des équations du modèle (d,q) de la machine, ce **découplage** est réalisé de manière **explicite**,

- **l'estimateur du courant magnétisant**, représentant l'image du flux rotorique contrôlé et qui est obtenu à partir de la mesure du courant statorique d'axe « d »,
- **le bloc de consigne i_{sq}** qui génère la référence du courant statorique d'axe « q » à partir du couple souhaité et du courant magnétisant estimé,
- **les matrices de rotation** qui permettent le passage du repère (d,q) au repère naturel des enroulements et réciproquement,
- **le module de calage** qui assure l'alignement de l'axe « d » du repère de Park avec le vecteur flux rotorique ; pour ce faire l'estimation du courant magnétisant i_ϕ et le calcul de la pulsation statorique ω_s sont nécessaires. Ces grandeurs sont également utilisées pour le module de découplage.

IV.2.2.2 - Contrôle dans le repère naturel des enroulements

La commande précédente propose un contrôle complet dans le repère (d,q). Les courants sont asservis dans ce repère et les grandeurs de réglage obtenues sont découplées afin de linéariser le système. En dernier lieu, le passage du repère de Park au repère naturel des enroulements est effectué créant ainsi l'image des tensions à appliquer aux bornes des enroulements de la machine diphasée.

L'alternative proposée ici est de réaliser le passage du repère (d,q) aux référentiels des enroulements statoriques au niveau des courants de consignes $i_{sd\ ref}$ (ou $i_{\phi\ ref}$) et $i_{sq\ ref}$. On obtient ainsi des références de courant $i_{s1\ ref}$ et $i_{s2\ ref}$ de nature sinusoïdale ; dès lors, il paraît judicieux d'étudier la mise en oeuvre du correcteur résonnant pour assurer le suivi parfait des trajectoires. En effet, les résultats obtenus au chapitre précédent prouvent qu'il permet l'obtention des grandeurs de réglage sans adjoindre des fonctions de compensation des forces électromotrices ou des fonctions de linéarisation. La figure IV.5 montre alors l'organisation de la commande ; la structure est simplifiée par rapport à la précédente.

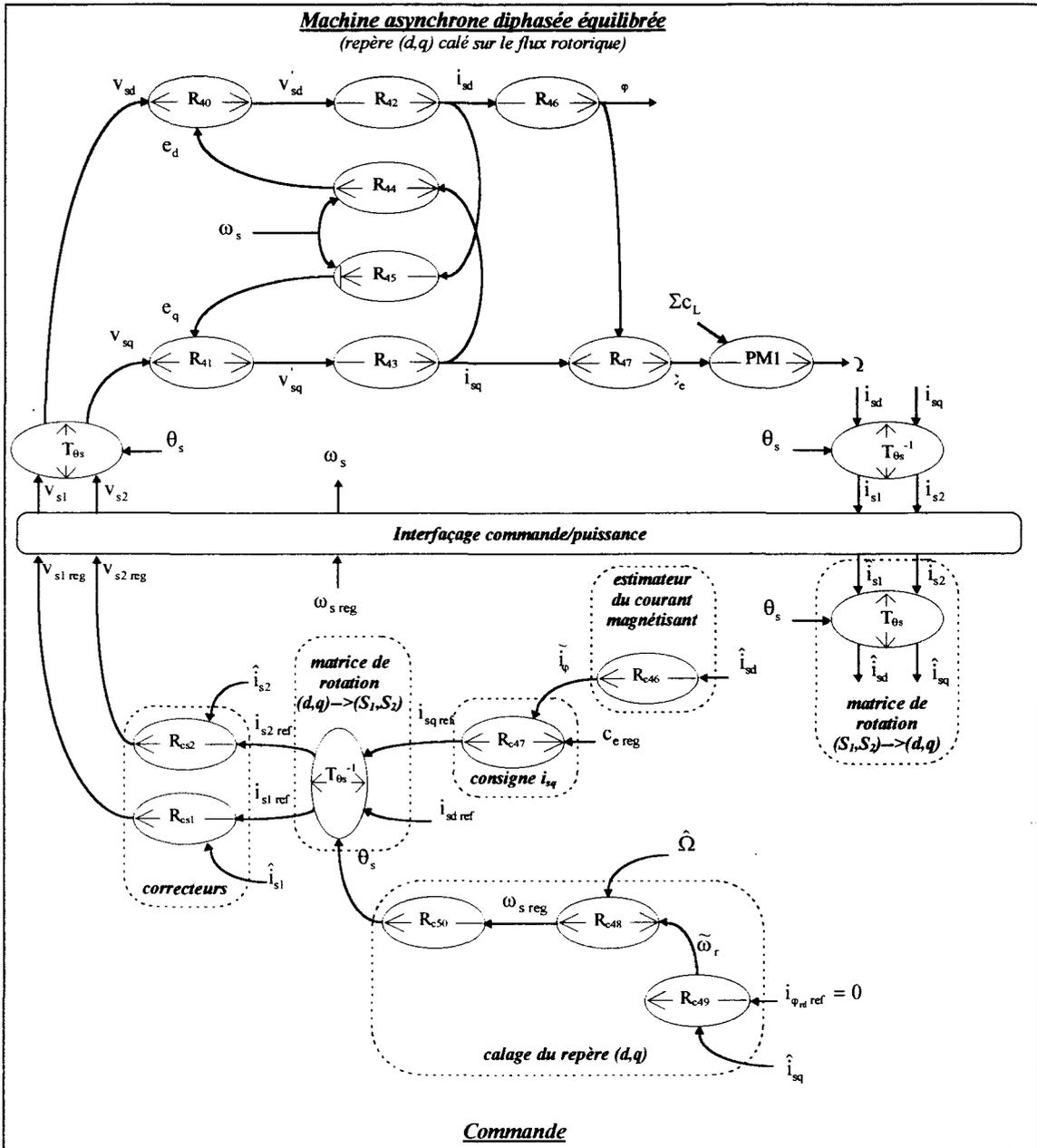


Figure IV.5 - GIC de la machine asynchrone diphasée équilibrée et de sa commande en couple dans le référentiel naturel des enroulements.

$$\underline{R}_{cs1} : v_{s1 \text{ reg}} = C_{i_{s1}} (i_{s1 \text{ ref}} - \hat{i}_{s1}) \quad (\text{IV.30})$$

$$\underline{R}_{cs2} : v_{s2 \text{ reg}} = C_{i_{s2}} (i_{s2 \text{ ref}} - \hat{i}_{s2}) \quad (\text{IV.31})$$

avec $C_{i_{s1}}(s)$ et $C_{i_{s2}}(s)$ du type $\left(\frac{c_0 + c_1 \cdot s + c_2 \cdot s^2}{\omega_p^2 + s^2} \right)$

Le contrôle complet dans le référentiel (d,q) nécessite d'asservir les courants i_{sd} (ou i_{ϕ}) et i_{sq} par rapport à des références continues. Des correcteurs du type proportionnel intégral garantissent le suivi parfait de ces consignes.

Le déplacement en amont du passage du référentiel (d,q) au repère naturel des enroulements requiert l'asservissement des courants par rapport à des références qui sont alors sinusoïdales et de fréquence variable. Seuls les correcteurs à hystérésis permettaient jusqu'alors le suivi sans erreur de ce type de consigne mais au détriment d'une commutation non contrôlée des composants de puissance ; ceci justifiait le peu d'intérêt concédé à cette stratégie. La structure de correcteur proposée dans le chapitre III a montré sa faculté de suivre parfaitement la trajectoire d'une grandeur sinusoïdale et, par conséquent, plus rien ne s'oppose à la mise en oeuvre de cette solution de commande.

Le découpage fonctionnel du contrôle dans le repère naturel des enroulements est identique à celui de la commande dans le référentiel (d,q) auquel se soustrait le module de découplage. En effet, cette solution de commande ne nécessite aucun découplage des tensions statoriques ; celui-ci est assuré naturellement par les correcteurs résonnants qui se chargent de générer les tensions nécessaires à l'asservissement des courants dans les phases du stator. Non exprimé au travers d'équations, on dit de ce **découplage** qu'il est réalisé de manière **implicite** en ce sens où les grandeurs de réglage représentent les tensions statoriques élaborées sans compensations.

IV.2.2.3 - Comparaison des commandes

La figure (IV.6) propose la comparaison des deux solutions d'asservissement des courants en terme de découplage des tensions statoriques :

- le contrôle dans le référentiel (d,q) avec le **découplage explicite**, obtenu par inversion des relations du modèle du processus,
- le contrôle dans le repère naturel des enroulements avec le **découplage implicite**, assuré par les correcteurs résonnants.

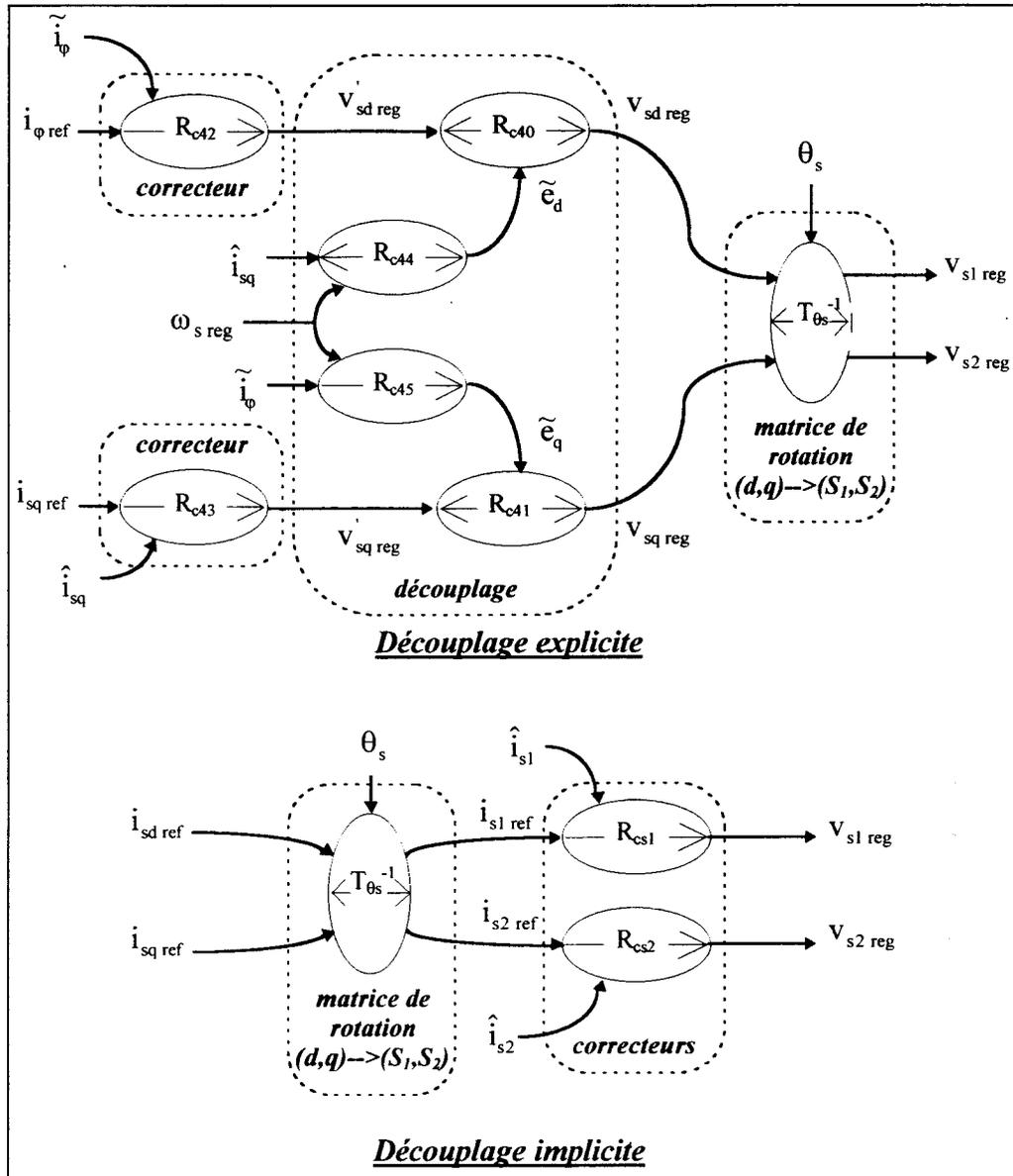


Figure IV.6 - Comparaison des découplages explicite et implicite.

Le découplage implicite présente l'intérêt de n'avoir recours à aucune équation et ne dépend donc pas des paramètres de la machine. Seul le correcteur résonnant en tient compte dans la détermination de ses coefficients ; or, la robustesse de ce correcteur (cf § III.3.2) tend à conclure que ce type de découplage devrait être insensible aux variations paramétriques de la machine, contrairement au cas classique du découplage explicite.

IV.2.3 - Application à la machine asynchrone diphasée dissymétrique

IV.2.3.1 - Identification de la machine asynchrone diphasée dissymétrique à une machine symétrique

Le déséquilibre des enroulements statoriques de la machine asynchrone diphasée dissymétrique a pour effet de rendre inexploitable les équations exprimées dans le repère (d,q) ; la position du repère de Park par rapport au référentiel des enroulements statoriques intervient dans les relations et rend le système fortement non linéaire.

L'étude des forces électromotrices siégeant au sein de l'entrefer de la machine asynchrone diphasée dissymétrique a permis d'établir une loi sur les courants statoriques afin d'obtenir un champ tournant circulaire (cf § I.2.4.5). Dans ce cas, **la machine a un comportement équilibré** et développe un couple électromagnétique identique à celui d'une machine dont les **paramètres électriques** (résistance, inductance, ...) **sont égaux à ceux de la phase principale** (figure IV.7).

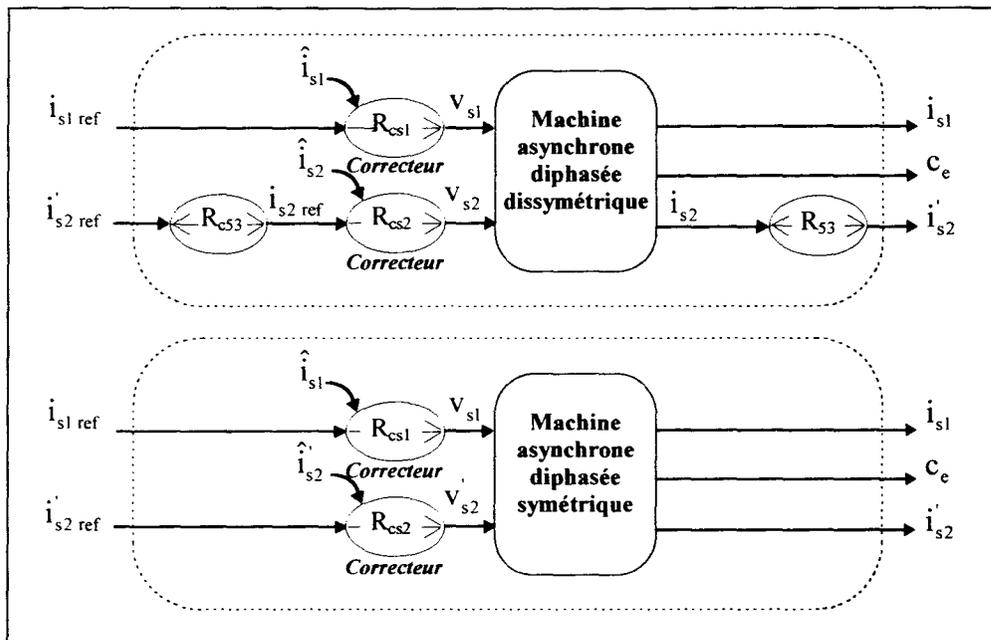


Figure IV.7 - Equivalence d'une machine asynchrone diphasée dissymétrique au stator avec une machine symétrique.

$$\underline{R_{s3}} : \quad i_{s2}' = \frac{1}{A} \cdot i_{s2} \quad (IV.32)$$

$$\underline{\mathbf{R_{cs3}}} : \quad i_{s2 \text{ ref}} = A \cdot i'_{s2 \text{ ref}} \quad (\text{IV.33})$$

avec A : rapport des mutuelles inductances du moteur asynchrone diphasé.

L'identification de la machine asynchrone diphasée réelle, aux enroulements statoriques différents, à la machine symétrique fictive nécessite un changement de variable sur un des courants du stator.

Il est important de rappeler ici, qu'une loi analogue à celle des courants statoriques et visant à « rééquilibrer » la machine, ne peut être fondée pour les tensions. En effet, les bobinages du stator ne possèdent pas les mêmes nombres de spires ; aussi, des courants déphasés de 90° n'impliquent pas des tensions en quadrature. Le déphasage des tensions dépend des caractéristiques propres aux enroulements ainsi que de la fréquence des signaux. Déterminer les tensions statoriques nécessaires afin d'obtenir des courants diphasés, d'amplitudes liées par le rapport A de la machine, se révèle être un exercice délicat.

L'identification de la machine réelle à une machine fictive aux enroulements équilibrés ne peut être admise que si on considère les entrées du processus « machine asynchrone » comme étant les courants statoriques. On considère à cet effet les correcteurs de courant comme partie intégrante à ce processus.

IV.2.3.2 - Application de la commande vectorielle à une machine dissymétrique

L'identification de la machine réelle à la machine symétrique fictive nécessite de considérer les courants comme grandeurs d'entrée du processus à commander. Il est dès lors évident que la commande vectorielle à flux rotorique orienté, avec le contrôle complet dans le repère (d,q), ne convient pas ; en effet, cette stratégie propose en sortie les tensions statoriques de la machine et non pas les courants.

La seconde organisation présentée (cf § IV.2.2.2), dénommée « commande dans le repère naturel des enroulements » s'impose comme étant la seule alternative possible si on désire appliquer une stratégie de commande vectorielle à un moteur asynchrone diphasé dissymétrique.

La figure IV.8 illustre l'articulation de cette commande à l'aide d'un Graphe Informationnel Causal.

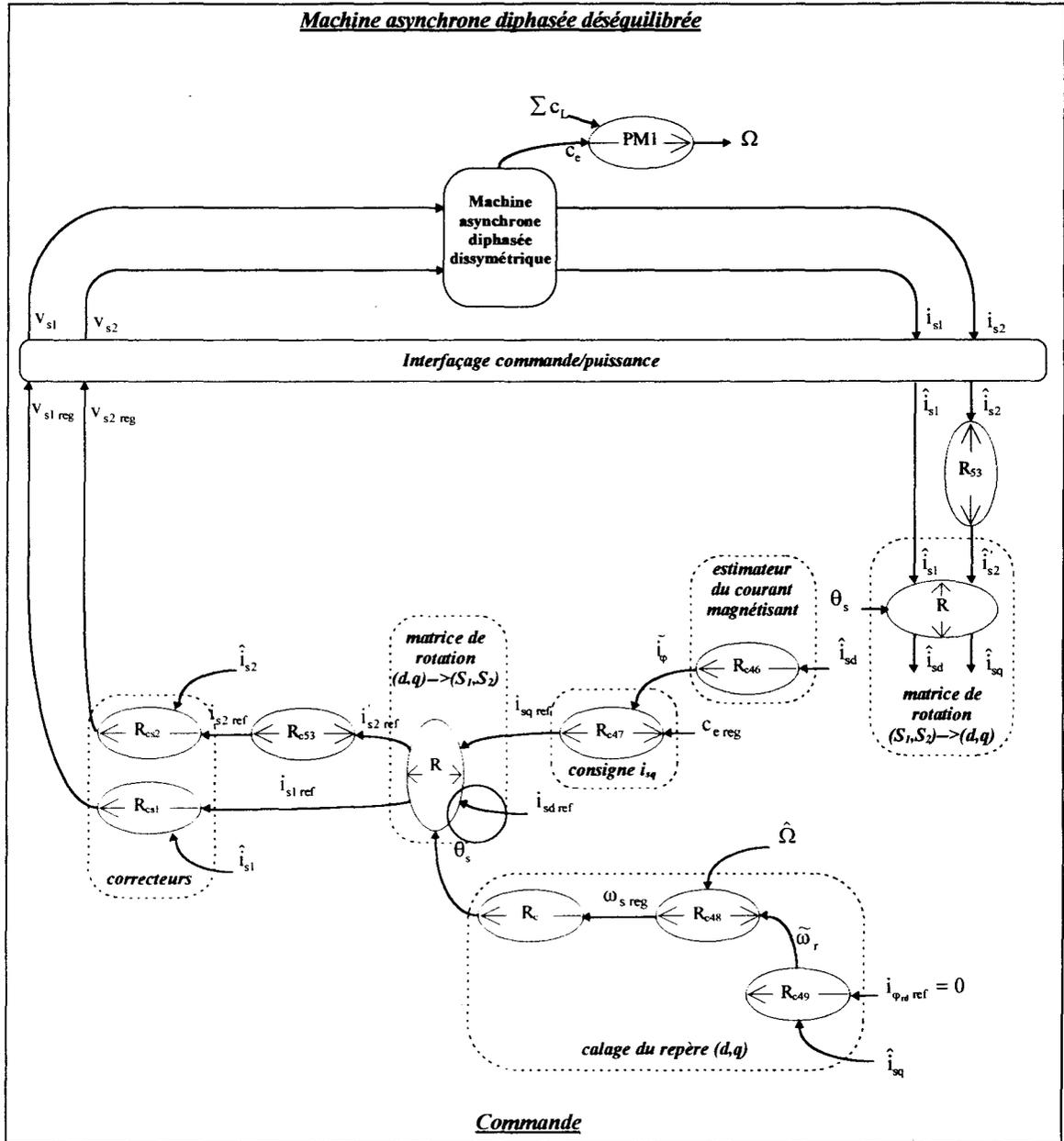


Figure IV.8 - GIC de la machine asynchrone diphasée dissymétrique et de sa commande en couple dans le repère naturel des enroulements.

On retrouve la même organisation de la commande que pour une machine symétrique à laquelle s'ajoute les transformations sur le courant i_{s2} du moteur (processeurs en gris foncé sur la figure IV.8).

IV.2.3.3 - Résultats de simulation et expérimentaux

La stratégie de commande vectorielle est mise en oeuvre expérimentalement. Les détails pratiques liés à cette réalisation sont explicités dans le chapitre dédié à la maquette expérimentale (voir chapitre VI). Précisons toutefois que l'algorithme de commande a été implanté dans un processeur de signal ADSP 2181 ; celui-ci est entouré d'un ensemble de cartes d'interfaçages (timer, carte de Conversion Numérique Analogique, carte de Conversion Analogique Numérique, ...). Les courbes expérimentales relevées, issues de la Carte Numérique Analogique, ont été mémorisées à l'oscilloscope numérique et transférées en post traitement vers l'ordinateur.

La validation de la théorie établie requiert un essai en boucle ouverte sur le couple. Les conditions de cette expérience sont les suivantes :

- consigne de courant i_{sd} (image du flux rotorique) = 1.5 A à $t = 0.1$ s,
- consigne de courant i_{sq} (image du couple électromagnétique) = 1.5 A à $t = 0.5$ s.

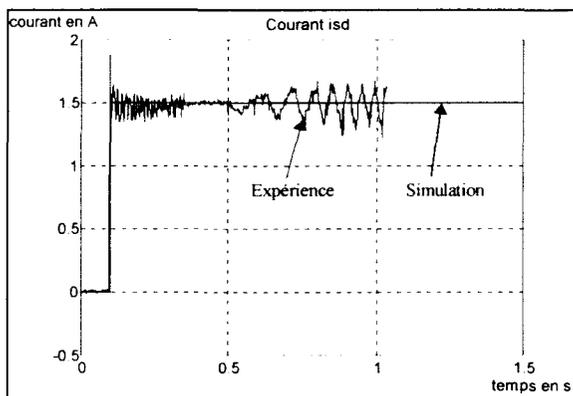


Figure IV.9 - Courant i_{sd} simulé et expérimental.

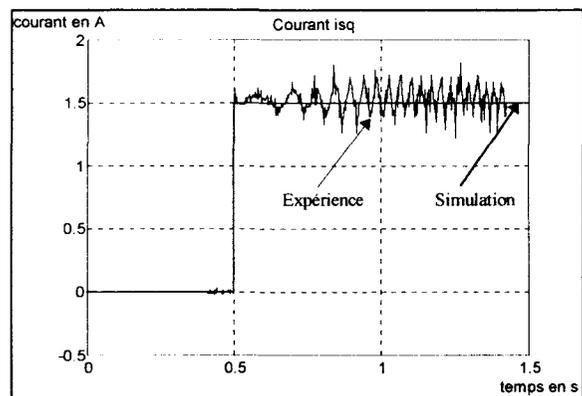


Figure IV.10 - Courant i_{sq} simulé et expérimental.

Les figures IV.9 et IV.10 présentent les allures des courants statoriques dans le repère de Park. En simulation, on constate un parfait découplage des deux axes statoriques puisque la consigne en échelon sur l'axe « q » ne perturbe absolument pas le courant i_{sd} . En revanche, l'expérience montre un couplage de l'axe « q » sur l'axe « d » que l'on peut attribuer dans un

premier temps à l'effet de la modulation de largeur d'impulsion d'une part et au modèle retenue pour la machine qui exclut la plupart des phénomènes connexes dont l'effet d'encoches. Toutefois, l'échelon de couple n'a aucune influence sur la valeur moyenne du flux, ce qui prouve bien l'efficacité de la commande avec les correcteurs résonnants.

Dans les mêmes conditions, la figure IV.11 présente le courant magnétisant estimé à partir de la mesure du courant d'axe « d » (relation R_{c46}). La figure IV.12 propose le couple électromagnétique obtenu uniquement en simulation. Sa valeur est liée à celle du courant de consigne i_{sq} par la relation IV.6 :

$$c_e = p.L_{s1} \cdot (1 - \sigma_1) \cdot i_\phi \cdot i_{sq}$$

Application numérique :

pour $p = 2$, $L_{s1} = 322 \text{ mH}$, $\sigma_1 = 0.167$, $i_\phi = 1.5 \text{ A}$ et $i_{sq} = 1.5 \text{ A}$, on obtient :

$$c_e = 0.81 \text{ N.m}$$

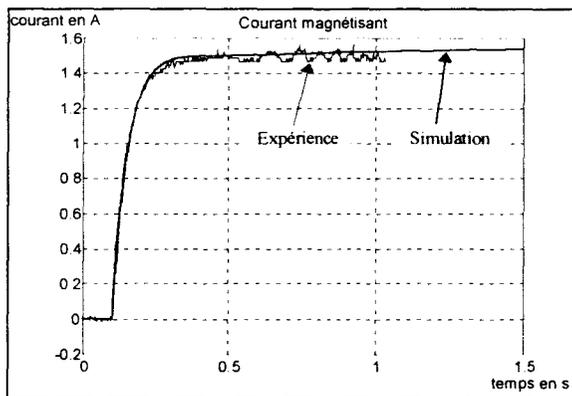


Figure IV.11 - Courant magnétisant simulé et expérimental.

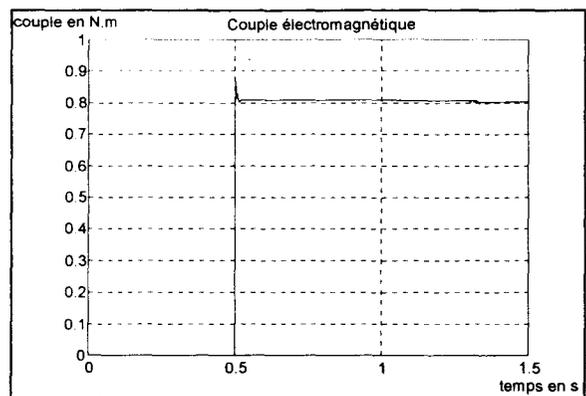


Figure IV.12 - Couple électromagnétique simulé.

Les figures IV.13 et IV.14 illustrent l'évolution des pulsations rotorique et statorique. Conformément à nos attentes, la valeur moyenne de la pulsation rotorique reste constante pour un flux rotorique et un couple donné tandis que la pulsation statorique suit l'évolution de la vitesse mécanique afin d'assurer un couple constant.

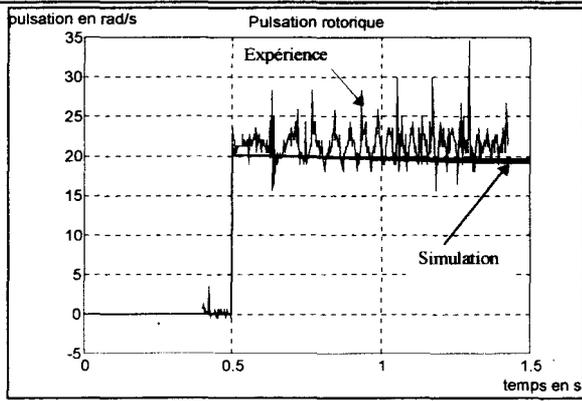


Figure IV.13 - Pulsation rotorique simulée et expérimentale.

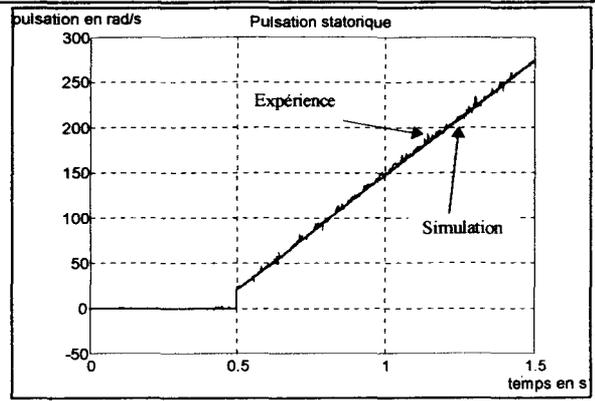


Figure IV.14 - Pulsation statorique simulée et expérimentale.

Le caractère fortement intégrateur du processus causé par à la partie mécanique de la machine provoque une évolution linéaire de la vitesse de rotation (figure IV.15).

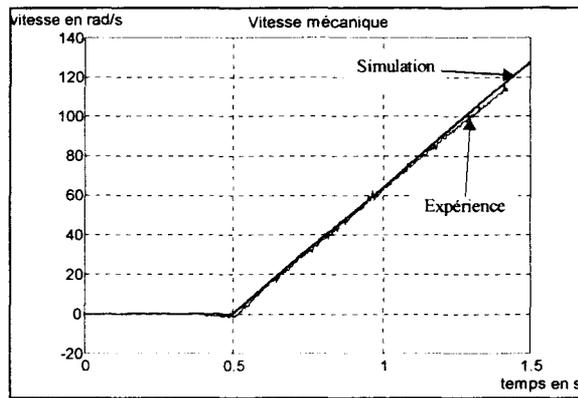


Figure IV.15 - Vitesse mécanique simulée et expérimentale.

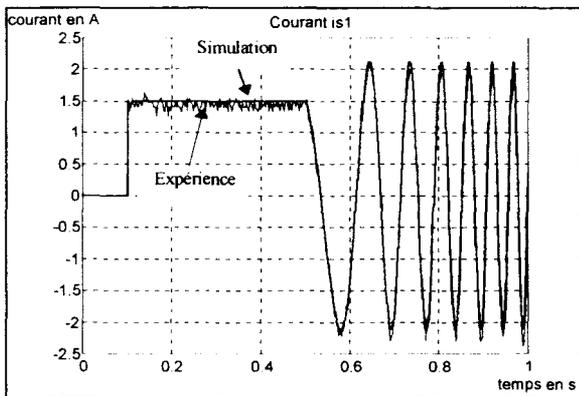


Figure IV.16 - Courant i_{s1} simulé et expérimental.

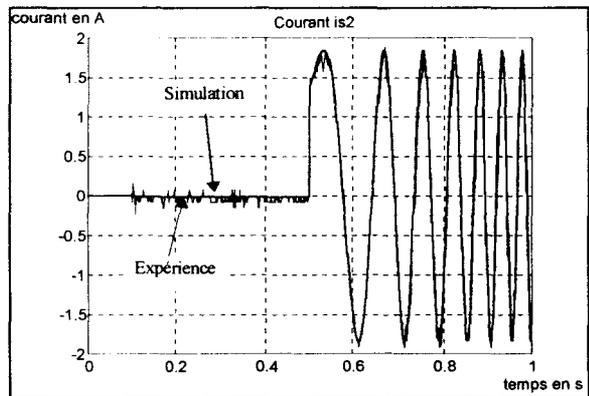


Figure IV.17 - Courant i_{s2} simulé et expérimental.

Les figures IV.16 et IV.17 présentent par le biais des courants statoriques simulés et relevés sur la maquette, l'adéquation parfaite entre la simulation et l'expérimentation.

Les résultats obtenus valident la commande en couple élaborée et permettent d'envisager la mise en oeuvre d'un contrôle de la vitesse de rotation de cette machine, ouvrant ainsi son champ d'application à la variation de vitesse sur une large gamme.

IV.2.4 - Asservissement de vitesse de la machine asynchrone diphasée déséquilibrée

IV.2.4.1 - Articulation générale de l'asservissement de vitesse

La prépondérance de la constante de temps mécanique face à celle du processus électrique permet de supposer l'égalité instantanée parfaite entre le couple électromagnétique de la machine et sa consigne issue de l'algorithme de commande. La modélisation du processus lié à la partie mécanique correspond dans ce cas à la seule relation causale de la partie mécanique :

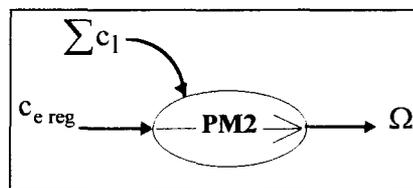


Figure IV.18 - GIC réduit du processus.

$$\underline{\text{PM2}} : \frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J} \cdot (c_{e \text{ reg}} - \sum c_L) \quad (\text{IV.34})$$

La commande en couple de la machine a montré lors des essais expérimentaux le comportement fortement intégrateur du processus. En conséquence, l'asservissement de vitesse se compose de deux boucles de régulation (figure IV.19) :

- **une boucle interne** permettant d'identifier le processus bouclé à un système du premier ordre,

- une boucle externe dont le rôle est de corriger ce processus bouclé afin d'annuler toute erreur statique et d'imposer la dynamique souhaitée au système.

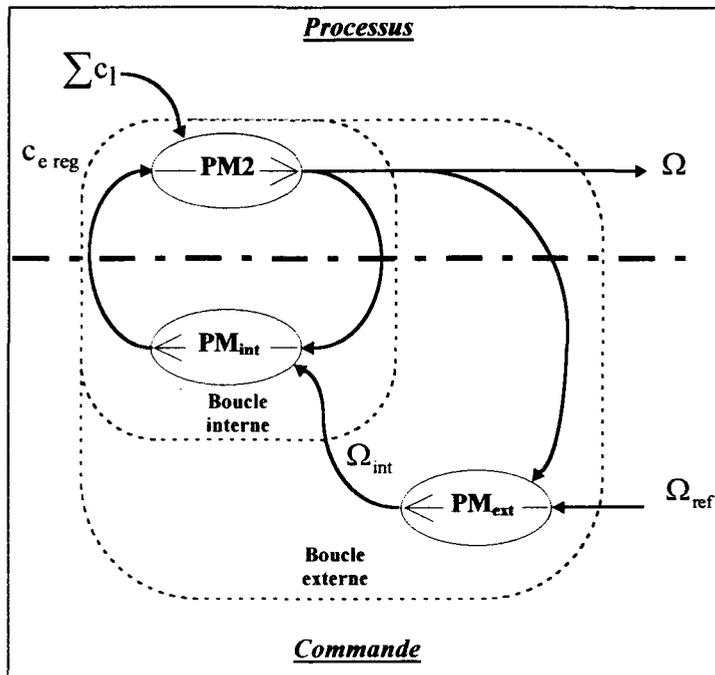


Figure IV.19 - GIC de l'asservissement de vitesse.

IV.2.4.2 - Boucle interne de vitesse

A - Calcul du correcteur de la boucle interne

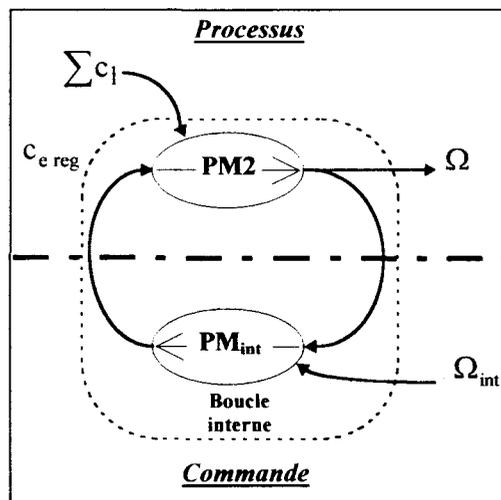


Figure IV.20 - GIC de la boucle interne de vitesse.

L'équation temporelle de la vitesse s'écrit :

$$\Omega \left(C_{int} + J \cdot \frac{d}{dt} \right) = C_{int} \cdot \Omega_{int} - \sum c_L \quad (IV.35)$$

L'objectif étant d'assimiler la transmittance en boucle fermée à celle d'un système du premier ordre, le correcteur choisi est un gain proportionnel. Le temps de réponse à 95% de la vitesse finale égal à 0.45 s pour le processus bouclé implique une valeur de gain égale à :

$$C_{int} = 0.033 \quad (IV.36)$$

B - Résultats expérimentaux

La boucle interne de vitesse a été éprouvée expérimentalement et en simulation par un essai dont les paramètres sont les suivants :

- consigne de courant i_{sd} (image du flux rotorique) = 1.5 A à $t = 0.1$ s,
- consigne de vitesse = 40 rad/s (381 tr/mm) à $t = 0.3$ s.

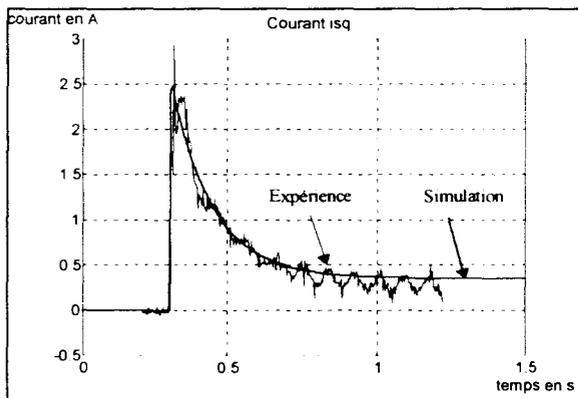


Figure IV.21 - Courant i_{sq} simulé et expérimental.

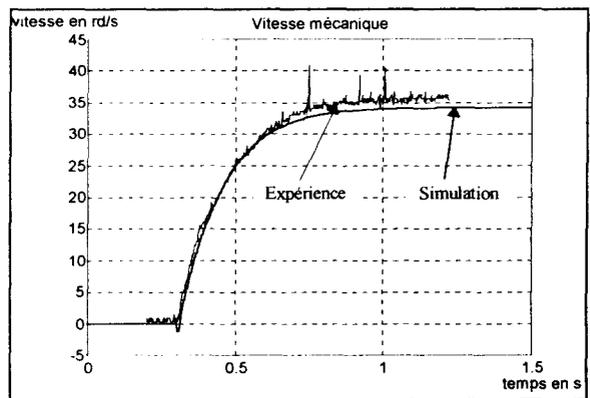


Figure IV.22 - Vitesse mécanique simulée et expérimentale.

La consigne de vitesse a été choisie volontairement faible afin d'éviter la saturation de la commande. En observant sur les figures IV.21 et IV.22 les résultats obtenus, on retrouve la dynamique souhaitée pour l'évolution de la vitesse. Le processus bouclé présente une erreur statique importante sur la réponse en vitesse, causée par le couple de frottements secs qui intervient comme entrée de perturbation.

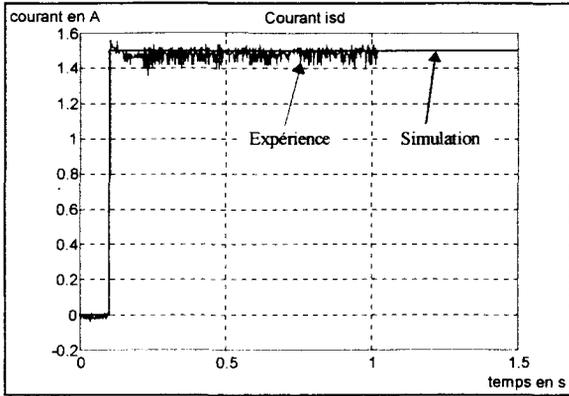


Figure IV.23 - Courant i_{sd} simulé et expérimental.

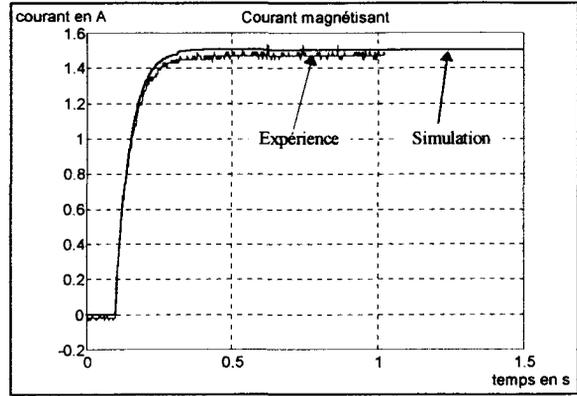


Figure IV.24 - Courant magnétisant simulé et expérimental.

Les figures IV.23 et IV.24 montrent respectivement le courant d'axe « d » et le courant magnétisant, image du flux rotorique. L'absence de toute perturbations sur le courant magnétisant illustre à nouveau le parfait découplage qui existe entre les deux courants statoriques dans le repère de Park.

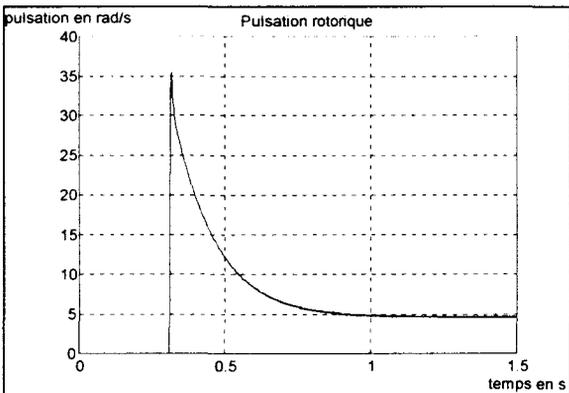


Figure IV.25 - Pulsation rotorique simulée.

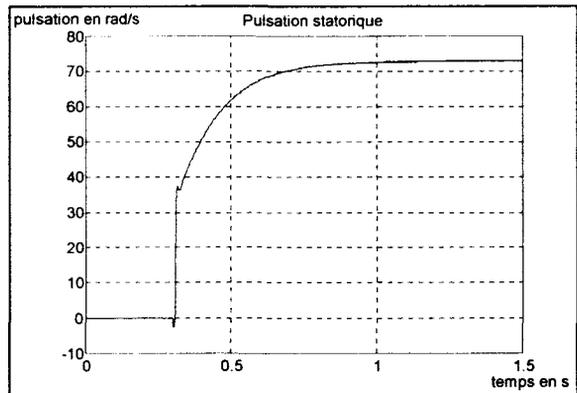


Figure IV.26 - Pulsation statorique simulée.

La pulsation rotorique (figure IV.25) suit une évolution semblable à celle du courant d'axe q. La figure IV.26 montre le changement brutal de la pulsation statorique lors de l'application de la consigne de vitesse, saut en fréquence justifié par l'appel de couple demandé.

Les courants dans les bobinages statoriques (figures IV.27 et IV.28), de valeurs constantes durant la période de fluxage, présentent une amplitude accrue lors de l'appel de couple.

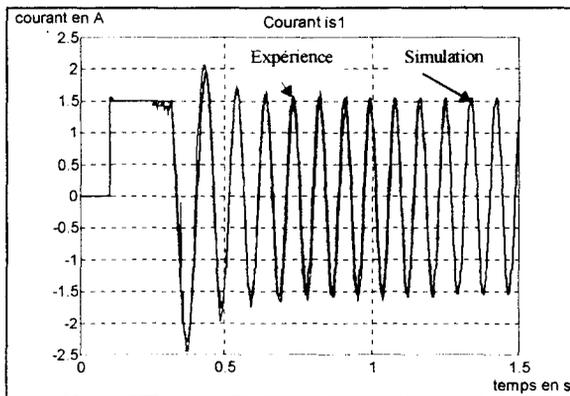


Figure IV.27 - Courant i_{s1} simulé et expérimental.

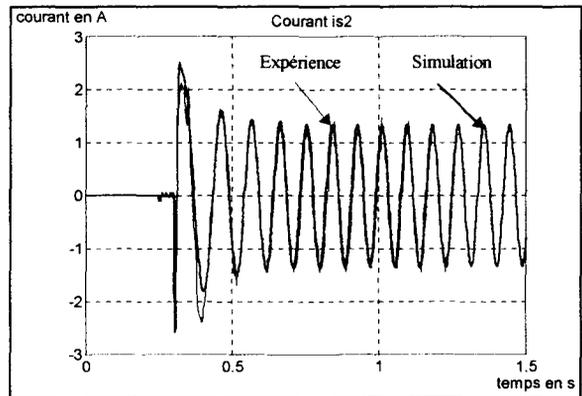


Figure IV.28 - Courant i_{s2} simulé et expérimental.

Les résultats obtenus valident la conception de la boucle interne de vitesse. L'observation de la réponse indicielle (figure IV.22) montre l'effet du couple de frottement sec sur l'erreur statique ; cette erreur est d'autant plus importante qu'un couple résistant supplémentaire est appliqué sur l'arbre de la machine. Il est nécessaire dès lors de réaliser une boucle externe de vitesse afin d'assurer une réponse sans erreur statique et ce, quelle que soit la charge mécanique.

IV.2.4.3 - Boucle externe de vitesse

A - Calcul du correcteur de la boucle externe

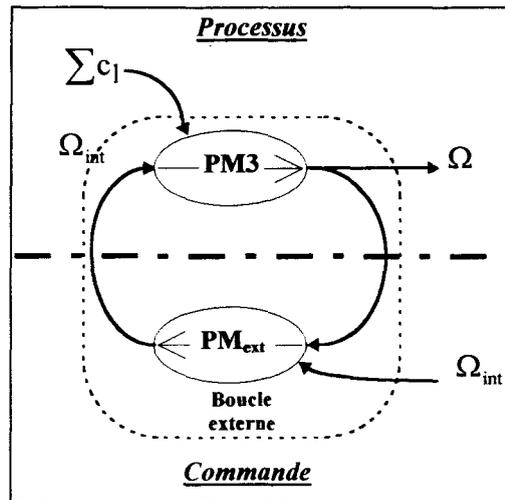


Figure IV.21 - GIC de la boucle externe de vitesse.

La boucle interne permet d'identifier le processus bouclé à un système du premier ordre :

$$\underline{\text{PM3}} : \Omega \left(C_{\text{int}} + J \cdot \frac{d}{dt} \right) = C_{\text{int}} \cdot \Omega_{\text{int}} - \sum c_L$$

La boucle externe assure l'asservissement de ce système du premier ordre (figure IV.21) ; Un correcteur proportionnel intégral suffit pour fixer la dynamique souhaitée et assurer une erreur statique nulle.

La technique de calcul du correcteur retenue, consiste à compenser le pôle du processus. Le correcteur proportionnel intégral s'exprime alors par la relation suivante :

$$C_{\text{ev}} = \frac{k_{\text{ev}} \cdot \left(1 + \frac{J}{C_{\text{int}}} \cdot s \right)}{s} \quad (\text{IV.37})$$

Le choix d'un temps de réponse égal à 0.3 s pour la vitesse mécanique amène au calcul du gain k_{ev} suivant :

$$\boxed{k_{ev} = 10} \quad (IV.38)$$

B - Résultats expérimentaux

La boucle externe de vitesse a été testée expérimentalement et en simulation par un essai dont les conditions sont les suivantes :

- consigne de courant i_{sd} (image du flux rotorique) = 1.5 A à $t = 0.1$ s,
- consigne de vitesse = 100 rad/s (955 tr/mn) à $t = 0.4$ s.

Les résultats observés pour la vitesse mécanique (figure IV.31) sont conformes au cahier des charges. On remarque, pour le courant d'axe « q », une saturation volontaire de sa valeur maximale afin de ne pas dépasser les limites en puissance de la machine. Cette saturation est prise en compte au niveau de la réalisation pratique du correcteur (PI anti windup) afin de supprimer l'action intégrale lors de la saturation.

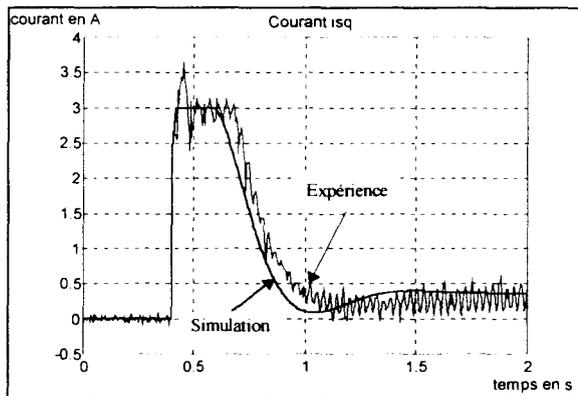


Figure IV.30 - Courant i_{sq} simulé et expérimental.

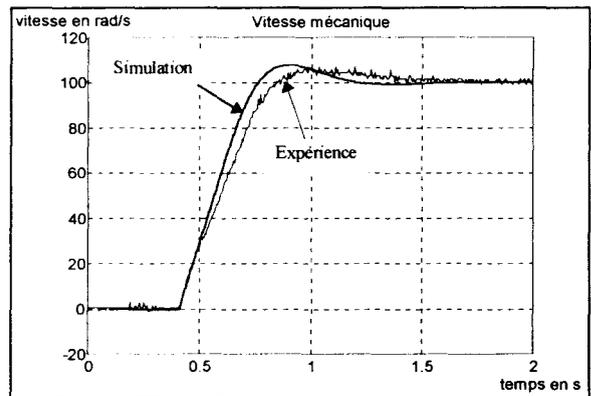


Figure IV.31 - Vitesse mécanique simulée et expérimentale.

La vitesse ayant atteint son régime établi de 100 rad/s, un échelon de couple résistant est appliqué sur l'arbre de la machine. On peut observer les effets induits sur la vitesse mécanique

(figure IV.33) et sur le courant d'axe q (figure IV.32). La boucle d'asservissement mise en oeuvre rattrape l'erreur entraînée par cette charge.

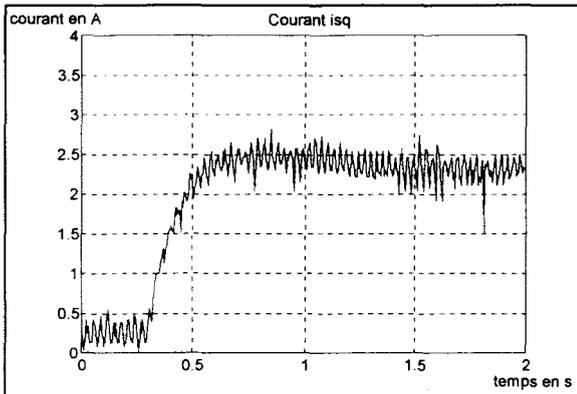


Figure IV.32 - Courant i_{sq} expérimental.

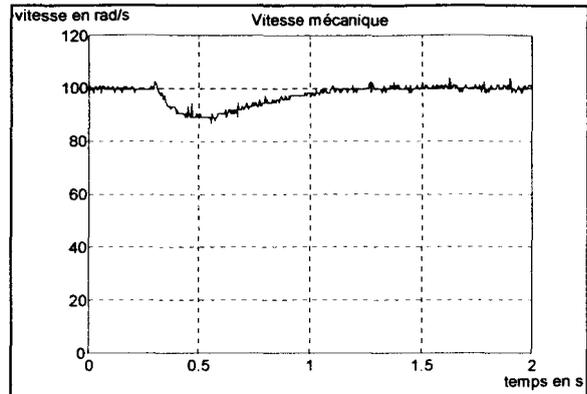


Figure IV.33 - Vitesse mécanique expérimentale.

La pulsation rotorique (figure IV.34) suit l'allure du courant d'axe q tandis que la pulsation statorique (figure IV.35) augmente afin de créer le couple nécessaire pour maintenir la vitesse à la consigne souhaitée.

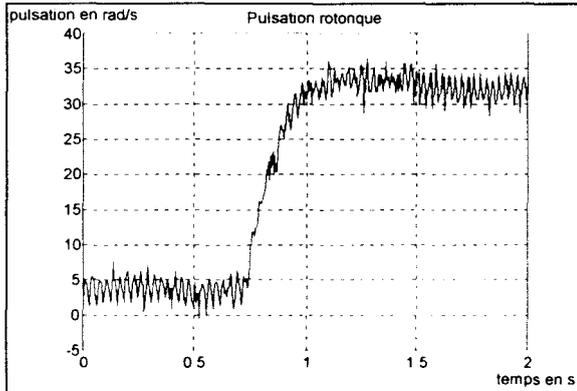


Figure IV.34 - Pulsation rotorique expérimentale.

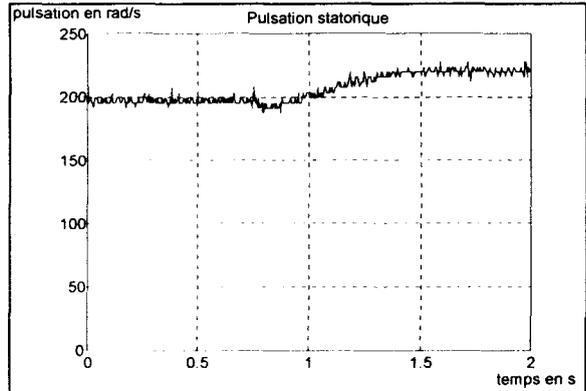


Figure IV.35 - Pulsation statorique expérimentale.

IV.3 - Conclusion

Le correcteur résonnant permet de proposer une solution efficace à l'asservissement des grandeurs sinusoïdales et apporte une alternative à la commande vectorielle classique à flux rotorique orienté.

Le module de découplage des courants d'axe « d » et « q » ne s'impose plus, puisque grâce au correcteur résonnant, le contrôle des courants est reporté dans le référentiel des enroulements statoriques ; le découplage des tensions statoriques est ainsi réalisé implicitement.

Une telle commande n'est pas applicable à la machine asynchrone diphasée dissymétrique ; ses équations dans le repère (d,q) restent inexploitable. L'étude des forces magnétomotrices a toutefois montré que des courants diphasés au stator et aux amplitudes liées par un paramètre connu entraînaient un comportement de la machine identique à celui d'un moteur diphasé symétrique.

L'association de cette loi et de la stratégie de commande vectorielle préétablie s'applique alors sans problème à la machine asynchrone diphasée déséquilibrée et permet, outre un contrôle efficace du couple, la mise en oeuvre de boucles d'asservissements de la vitesse de rotation. Les résultats expérimentaux obtenus valident l'ensemble de la théorie, ce qui élargit sans conteste le champ d'application de cette machine à la variation de vitesse sur une large gamme.

CHAPITRE V

ALIMENTATION ECONOMIQUE DU MOTEUR ASYNCHRONE DIPHASE

V.1 - Introduction

La structure du convertisseur utilisée jusqu'alors comporte trois cellules de commutation connectées à une machine asynchrone diphasée (cf. § II.2.1). Il est toutefois possible d'économiser une cellule d'interrupteurs par l'utilisation d'un convertisseur 3/2 à point milieu capacitif.

La puissance fournie à la machine provient alors de deux condensateurs qui servent de réservoirs d'énergie. Le maintien des tensions aux bornes de ces condensateurs est classiquement assuré par un pont de diodes connecté au secondaire d'un transformateur. L'utilisation de ce transformateur réduit la puissance massique de façon plus ou moins importante. De plus, le courant appelé au réseau est entaché d'harmoniques qui nuisent au facteur de puissance de l'installation.

Dans ces conditions, nous proposons d'utiliser un convertisseur à pont capacitif à trois cellules de commutation, deux sont connectées à la machine tandis que la troisième est reliée au réseau de tension. La commande de cette dernière permet alors, outre la suppression du transformateur et des ponts de diodes, d'assurer le maintien des tensions aux bornes des condensateurs tout en respectant un critère de pollution harmonique minimale en régime établi.

V.2 - Conception d'une structure économique

V.2.1 - Organisation fonctionnelle

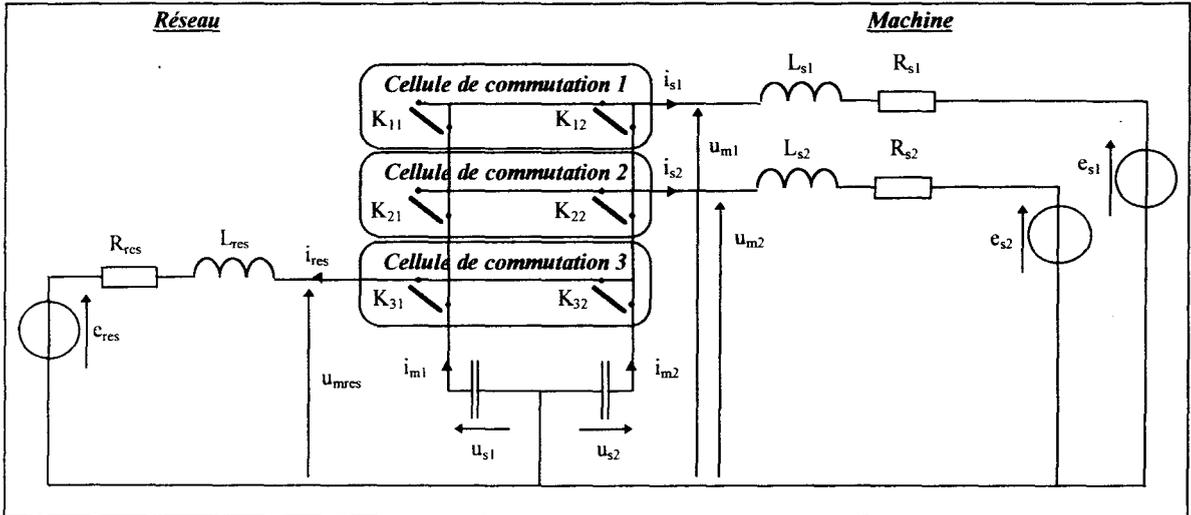


Figure V.1 - Convertisseur 3/2 à point milieu.

Le convertisseur présenté à la figure V.1 est un onduleur de tension triphasé à pont capacitif. Deux cellules de commutation sont connectées à la machine asynchrone diphasée, dont chaque phase statorique est modélisée par une source de tension associée en série avec un dipôle inductif. Le troisième bras du convertisseur est quant à lui relié au réseau monophasé de tension e_{res} via un filtre inductif (R_{res}, L_{res}).

V.2.2 - Etablissement d'un modèle de connaissance

V.2.2.1 - Modélisation du bloc discontinu

On établit la relation matricielle liant les grandeurs modulées aux grandeurs continues.

$$\begin{pmatrix} u_{m1} \\ u_{m2} \\ u_{mres} \\ i_{m1} \\ i_{m2} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} f_{11} & 1-f_{11} & 0 & 0 & 0 \\ f_{21} & 1-f_{21} & 0 & 0 & 0 \\ f_{31} & 1-f_{31} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & f_{11} & f_{21} & f_{31} \\ 0 & 0 & 1-f_{11} & 1-f_{21} & 1-f_{31} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} u_{s1} \\ u_{s2} \\ i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_{res} \end{pmatrix} \quad (V.1)$$

La période de commutation des interrupteurs étant supposée infiniment petite, le passage aux fonctions génératrices est immédiat (cf. § II.2.2.1).

$$\underline{\mathbf{R}}_{51} : \begin{pmatrix} \mathbf{u}_{m1g} \\ \mathbf{u}_{m2g} \\ \mathbf{u}_{mresg} \\ \mathbf{i}_{m1g} \\ \mathbf{i}_{m2g} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} f_{11g} & 1-f_{11g} & 0 & 0 & 0 \\ f_{21g} & 1-f_{21g} & 0 & 0 & 0 \\ f_{31g} & 1-f_{31g} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & f_{11g} & f_{21g} & f_{31g} \\ 0 & 0 & 1-f_{11g} & 1-f_{21g} & 1-f_{31g} \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \mathbf{u}_{s1} \\ \mathbf{u}_{s2} \\ \mathbf{i}_{s1} \\ \mathbf{i}_{s2} \\ \mathbf{i}_{res} \end{pmatrix} \quad (\text{V.2})$$

V.2.2.2 - Modélisation du bloc continu

Le bloc continu est scindé en deux parties ; le premier comprend les phases statoriques de la machine ainsi que la source de courant réalisée par l'association du réseau monophasé de tension avec un filtre inductif. Sa mise en équation est la suivante :

$$\underline{\mathbf{R}}_{52} : \begin{bmatrix} \mathbf{R}_{s1} + L_{s1} \cdot \frac{d}{dt} \\ \mathbf{R}_{s2} + L_{s2} \cdot \frac{d}{dt} \\ \mathbf{R}_{res} + L_{res} \cdot \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \mathbf{i}_{s1} \\ \mathbf{i}_{s2} \\ \mathbf{i}_{res} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathbf{u}_{m1g} - \mathbf{e}_{s1} \\ \mathbf{u}_{m2g} - \mathbf{e}_{s2} \\ \mathbf{u}_{mresg} - \mathbf{e}_{res} \end{pmatrix} \quad (\text{V.3})$$

La seconde partie du bloc continu est composée des condensateurs du convertisseur ; elle est régie par les équations suivantes :

$$\underline{\mathbf{R}}_{53} : \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \mathbf{u}_{s1} \\ \mathbf{u}_{s2} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{C_{s1}} \\ \frac{1}{C_{s2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \mathbf{i}_{m1g} \\ \mathbf{i}_{m2g} \end{pmatrix} \quad (\text{V.4})$$

V.2.2.3 - Description informationnelle du modèle de connaissance homogénéisé

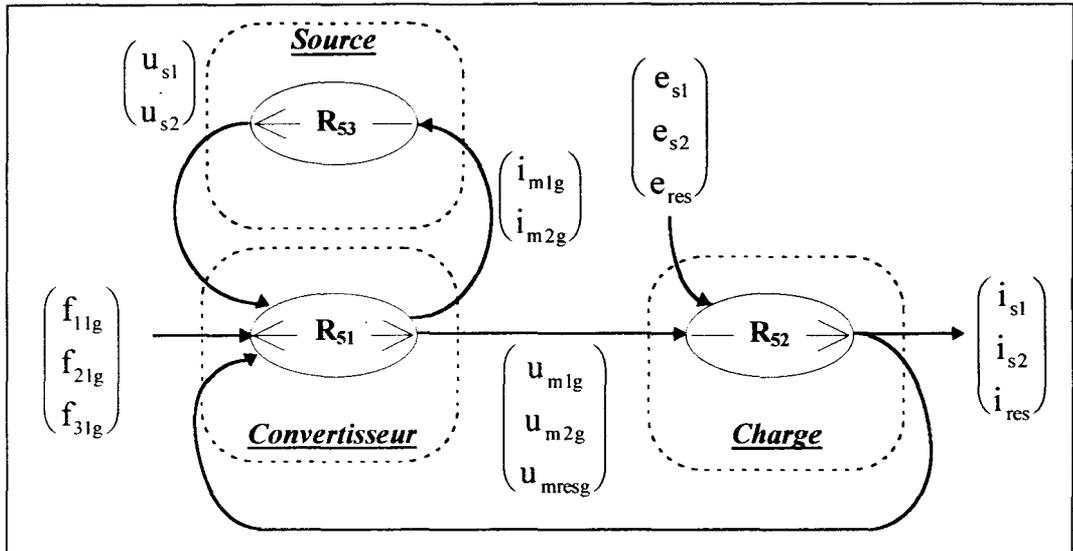


Figure V.2 - Graphe informationnel causal de l'ensemble source-convertisseur-charge.

Le graphe informationnel causal de l'ensemble source-convertisseur-charge de la figure V.2 met en évidence les relations liant les grandeurs électriques instantanées. Les trois fonctions génératrices de connexion vont permettre le contrôle des courants dans la machine asynchrone diphasée (i_{s1} , i_{s2}) et du courant absorbé au réseau (i_{res}).

V.2.3 - Elaboration de la commande du convertisseur

V.2.3.1 - Boucles de courant

L'élaboration des boucles d'asservissement des courants i_{s1} , i_{s2} et i_{res} s'obtient par inversion du graphe informationnel causal de la chaîne d'action (figure V.3).

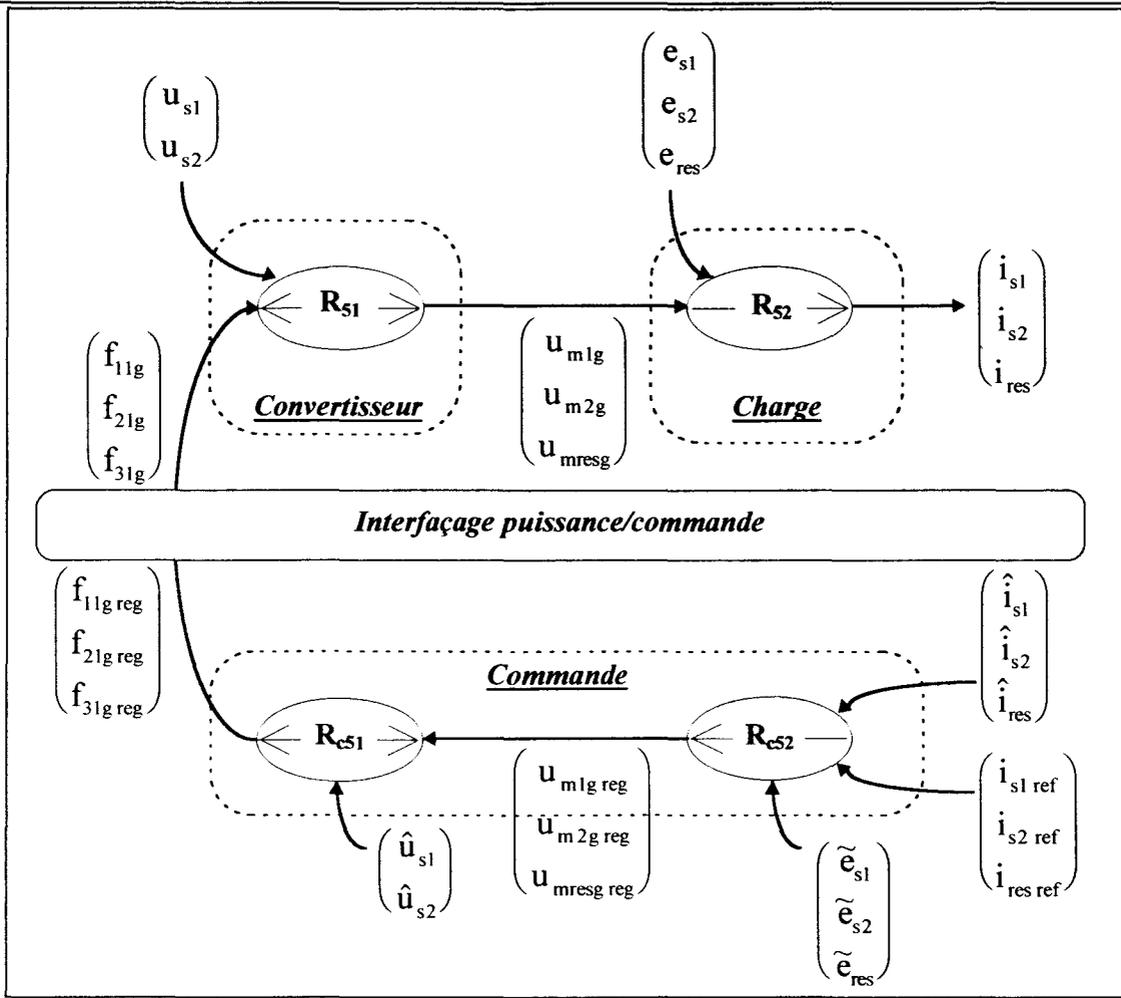


Figure V.3 - Graphe informationnel causal de la commande des courants.

$$\underline{R_{c51}} : \begin{pmatrix} \hat{f}_{1lg \text{ reg}} \\ \hat{f}_{2lg \text{ reg}} \\ \hat{f}_{3lg \text{ reg}} \end{pmatrix} = \frac{1}{\hat{u}_{s1} - \hat{u}_{s2}} \cdot \begin{pmatrix} u_{m1g \text{ reg}} - \hat{u}_{s2} \\ u_{m2g \text{ reg}} - \hat{u}_{s2} \\ u_{mresg \text{ reg}} - \hat{u}_{s2} \end{pmatrix} \quad (V.6)$$

$$\underline{R_{c52}} : \begin{pmatrix} u_{m1g \text{ ref}} \\ u_{m2g \text{ ref}} \\ u_{mresg \text{ ref}} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} C_{i_{s1}} (i_{s1 \text{ ref}} - i_{s1}) \\ C_{i_{s2}} (i_{s2 \text{ ref}} - i_{s2}) \\ C_{i_{s3}} (i_{s3 \text{ ref}} - i_{s3}) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ \hat{e}_{res} \end{pmatrix} \quad (V.7)$$

Dans la relation V.7, $(C_{i_{s1}}, C_{i_{s2}}, C_{i_{res}})$ représentent les algorithmes de correction des courants. Ceux propres aux phases du moteur sont du type résonnant et leur détermination est en tout point identique à celle réalisée dans le chapitre III.

Facilement mesurable contrairement aux forces électromotrices de la machine asynchrone diphasée, la tension du réseau est compensée dans la boucle d'asservissement correspondante ; elle apparaît sur la troisième ligne de la relation V.7.

La figure V.4 présente le schéma fonctionnel simplifié de cette boucle de courant du réseau. La bobine placée en série avec la tension de source constitue un processus du premier ordre dont la sortie est asservie à une référence par le biais d'un correcteur proportionnel intégral. Le calcul de ce correcteur est basé sur la compensation du pôle du processus.

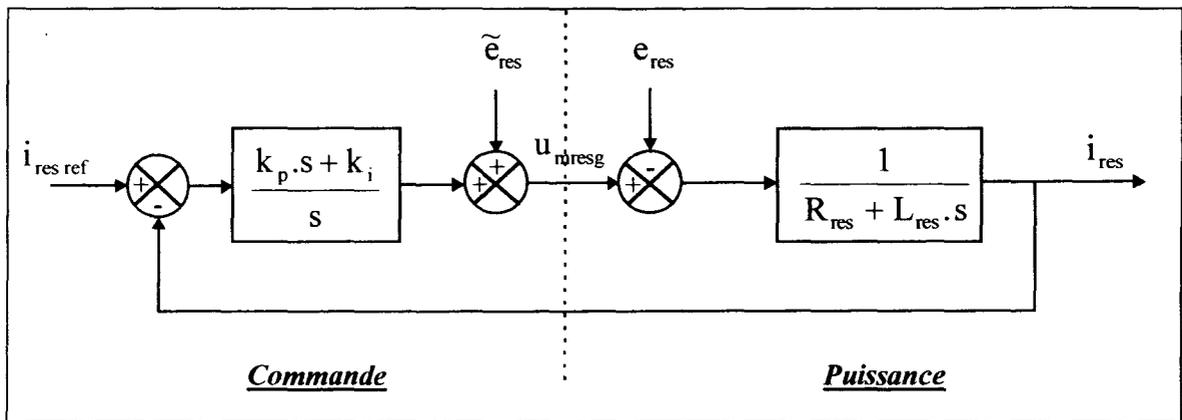


Figure V.4 - Schéma fonctionnel de la boucle de courant du réseau.

Souhaitant une dynamique en boucle fermée de 1 ms, les calculs aboutissent à des valeurs de gains suivantes :

$$\begin{cases} k_p = 100 \\ k_i = 1000 \end{cases} \quad (V.8)$$

Les résultats de simulation obtenus montrent le déphasage existant entre la mesure et la consigne (figure V.5). Inhérent à l'asservissement d'une référence sinusoïdale par un correcteur proportionnel intégral, un déphasage volontaire de la grandeur de référence permet de recalibrer le courant du réseau sur la tension du réseau et assure ainsi un facteur de puissance unitaire (figure V.6).

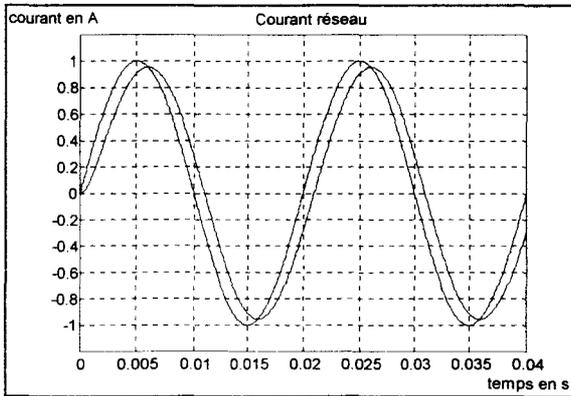


Figure V.5 - Courant du réseau sans déphasage de la consigne.

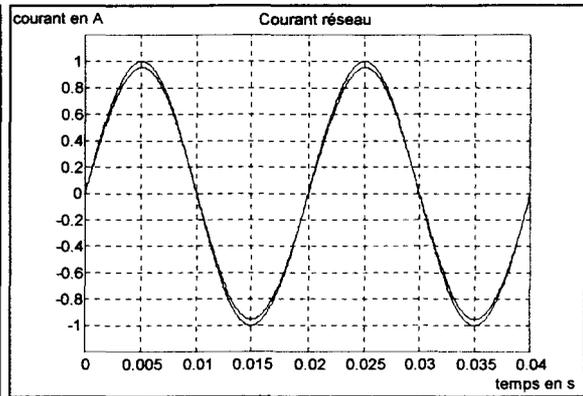


Figure V.6 - Courant du réseau avec déphasage de la consigne.

V.3 - Contrôle des tensions aux bornes des condensateurs

Les trois degrés de liberté du convertisseur représentés par les fonctions génératrices de connexion f_{11g} , f_{21g} et f_{31g} , sont dédiés au contrôle en valeurs instantanées des courants de source i_{s1} , i_{s2} et i_{res} . L'asservissement et la régulation des tensions aux bornes des condensateurs du pont capacitif ne peuvent être en conséquence assurés qu'à partir des valeurs moyennes. Aussi, un bilan de puissance détaillé de l'ensemble source-convertisseur-charge va nous permettre de construire un modèle en puissance moyenne nécessaire à l'élaboration de la commande.

V.3.1 - Asservissement des tensions aux bornes des condensateurs

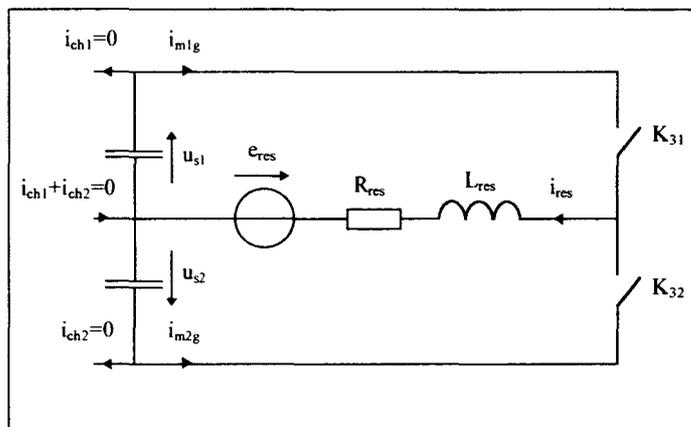


Figure V.7 - Schéma fonctionnel simplifié du convertisseur.

Dans le cadre de l'asservissement des tensions aux bornes des condensateurs, le schéma fonctionnel du convertisseur 3/2 est simplifié (figure V.7) ; en effet, les courants i_{ch1} et i_{ch2} , issus des cellules de commutation connectées aux phases statoriques de la machine, sont des grandeurs de perturbation et leurs effets sur les tensions aux bornes des condensateurs seront pris en compte lors de l'étude en régulation.

V.3.1.1 - Bilan en puissance instantanée

On écrit le bilan des puissances instantanées de la structure correspondant au schéma de la figure V.7. Les pertes dans les interrupteurs sont négligées.

Pont capacitif :

$$p_c(t) = -u_{s1} \cdot i_{m1g} - u_{s2} \cdot i_{m2g} \quad (V.9)$$

Réseau :

$$p_{res}(t) = e_{res} \cdot i_{res} + R_{res} \cdot i_{res}^2 + L_{res} \cdot \frac{di_{res}}{dt} \cdot i_{res} \quad (V.10)$$

Position du problème : Le problème classique induit par le diviseur capacitif est le déséquilibre entre les tensions qui apparaît quasi systématiquement pendant les régimes transitoires et cela, d'autant plus que les valeurs de capacité ne sont pas rigoureusement égales. Pour pallier ce problème, on envisage a priori que le courant du réseau i_{res} soit défini comme étant la somme d'une composante sinusoïdale en phase avec la tension e_{res} et d'un terme aperiodique nécessaire pour équilibrer les tensions aux bornes des condensateurs.

Dans ces conditions, les expressions de la tension et du courant sont les suivantes :

$$\begin{cases} e_{res} = \sqrt{2} \cdot E_{res} \cdot \sin(\omega_{res} \cdot t) \\ i_{res} = \langle i_{res} \rangle + \sqrt{2} \cdot I_{res} \cdot \sin(\omega_{res} \cdot t) \end{cases} \quad (V.11)$$

On remplace la tension et le courant du réseau par leur expression dans la relation (V.10) :

$$p_{res}(t) = E_{res} I_{res} (1 - \cos 2\omega_{res} t) + R_{res} I_{res}^2 (1 - \cos 2\omega_{res} t) + L_{res} I_{res}^2 \sin 2\omega_{res} t + \sqrt{2} E_{res} \langle i_{res} \rangle \sin \omega_{res} t + R_{res} \langle i_{res} \rangle^2 \quad (V.12)$$

Bilan en puissance instantanée :

$$p_c(t) + p_{res}(t) = 0 \quad (V.13)$$

V.3.1.2 - Bilan en puissance moyenne

Les expressions des puissances instantanées nous amènent à écrire celles des puissances moyennes.

Pont capacitif :

$$\langle p_c \rangle = - \langle u_{s1} \cdot i_{m1g} - u_{s2} \cdot i_{m2g} \rangle$$

On suppose les tensions aux bornes des condensateurs comme étant lentement variables par rapport à la dynamique de commande des courants ; dès lors, les valeurs moyennes dans l'expression précédente sont séparables :

$$\langle p_c \rangle = - \langle u_{s1} \rangle \cdot \langle i_{m1g} \rangle - \langle u_{s2} \rangle \cdot \langle i_{m2g} \rangle \quad (V.14)$$

Réseau :

$$\langle p_{res} \rangle = \langle E_{res} I_{res} (1 - \cos 2\omega_{res} t) \rangle + \langle R_{res} I_{res}^2 (1 - \cos 2\omega_{res} t) \rangle + \langle L_{res} I_{res}^2 \sin 2\omega_{res} t \rangle + \langle \sqrt{2} E_{res} \langle i_{res} \rangle \sin \omega_{res} t \rangle + \langle R_{res} \langle i_{res} \rangle^2 \rangle$$

Le calcul de la valeur moyenne sur une période de la fréquence du réseau permet d'éliminer tous les termes en ω_{res} et $2\omega_{res}$; la relation (V.15) devient :

$$\langle p_{res} \rangle = E_{res} \cdot I_{res} + R_{res} \cdot I_{res}^2 + R_{res} \cdot \langle i_{res} \rangle^2 \quad (V.15)$$

La valeur relativement faible de la résistance R_{res} nous amène à négliger la puissance dissipée par celle-ci dans l'équation (V.15). On aboutit alors au résultat suivant :

$$\langle p_{res} \rangle = E_{res} \cdot I_{res} \quad (V.16)$$

Bilan en puissance moyenne :

$$\langle p_c \rangle + \langle p_{res} \rangle = - \langle u_{s1} \rangle \cdot \langle i_{m1g} \rangle - \langle u_{s2} \rangle \cdot \langle i_{m2g} \rangle + E_{res} \cdot I_{res} = 0 \quad (V.17)$$

V.3.1.3 - Modèle en puissance moyenne

L'équation du bilan en puissance moyenne (V.17) est à la base de la construction du modèle. L'utilisation d'une équation supplémentaire est cependant nécessaire afin de pouvoir distinguer sur le modèle élaboré deux axes de puissance, le premier correspondant à la charge du condensateur C_{s1} de tension moyenne $\langle u_{s1} \rangle$ et le second pour le condensateur C_{s2} de tension moyenne $\langle u_{s2} \rangle$. On se sert pour cela de la relation suivante sur les courants :

$$i_{m1g} + i_{m2g} = i_{res} \quad (V.18)$$

Ce qui donne entre les valeurs moyennes :

$$\langle i_{m1g} \rangle + \langle i_{m2g} \rangle = \langle i_{res} \rangle \quad (V.19)$$

Notons que la valeur moyenne du courant du réseau est égale à sa composante apériodique.

On va ensuite remplacer la valeur moyenne du courant $\langle i_{m2g} \rangle$ dans l'équation (V.17) par l'expression obtenue en (V.19) :

$$- \langle u_s \rangle \cdot \langle i_{m1g} \rangle - \langle u_{s2} \rangle \cdot \langle i_{res} \rangle + E_{res} \cdot I_{res} = 0 \quad (V.20)$$

$$\text{avec} \quad \langle u_s \rangle = \langle u_{s1} \rangle - \langle u_{s2} \rangle \quad (V.21)$$

En faisant de même pour $\langle i_{m1g} \rangle$, on obtient une seconde relation :

$$\langle u_s \rangle \cdot \langle i_{m2g} \rangle - \langle u_{s1} \rangle \cdot \langle i_{res} \rangle + E_{res} \cdot I_{res} = 0 \quad (V.22)$$

Les relations (V.20) et (V.22) permettent l'élaboration du graphe informationnel causal de la figure (V.8). Il met en évidence les couplages importants liant les deux axes de puissance définis ; grâce à l'introduction a priori de la composante aperiodique $\langle i_{res} \rangle$, on peut constater l'apparition d'une relation bijective dans ce processus puisqu'il y a deux grandeurs de réglage ($\langle i_{res} \rangle$, I_{res}) pour les deux sorties à contrôler ($\langle u_{s1} \rangle$, $\langle u_{s2} \rangle$).

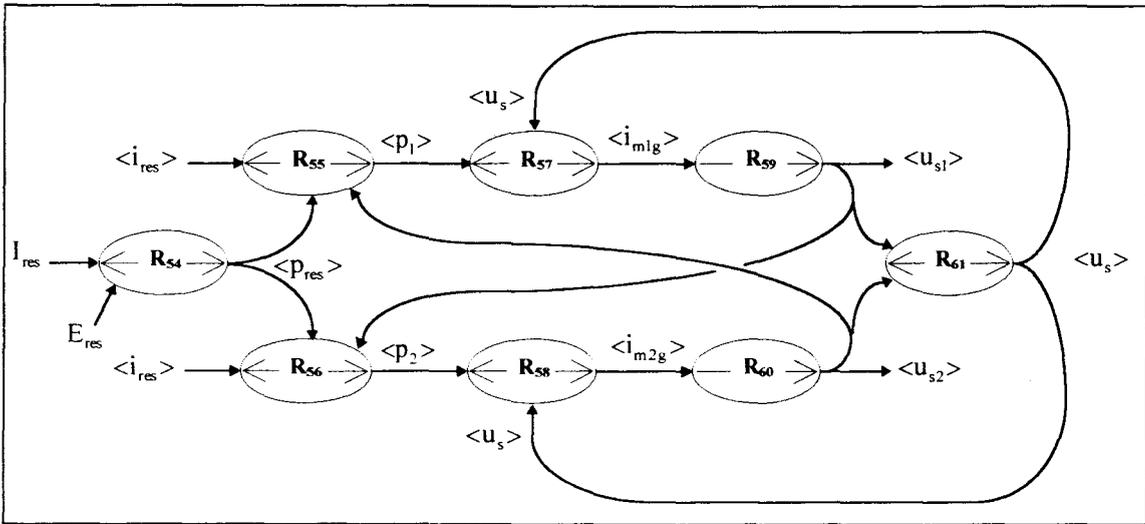


Figure V.8 - Graphe informationnel causal du modèle en puissance moyenne.

$$\underline{R}_{54} : \quad \langle p_{res} \rangle = E_{res} \cdot I_{res}$$

$$\underline{R}_{55} : \quad \langle p_1 \rangle = \langle p_{res} \rangle - \langle u_{s2} \rangle \cdot \langle i_{res} \rangle \quad (V.23)$$

$$\underline{R}_{56} : \quad \langle p_2 \rangle = -\langle p_{res} \rangle + \langle u_{s1} \rangle \cdot \langle i_{res} \rangle \quad (V.24)$$

$$\underline{R}_{57} : \quad \langle i_{m1g} \rangle = \frac{\langle p_1 \rangle}{\langle u_s \rangle} \quad (V.25)$$

$$\underline{R}_{58} : \quad \langle i_{m2g} \rangle = \frac{\langle p_2 \rangle}{\langle u_s \rangle} \quad (V.26)$$

$$\underline{R}_{59} : \quad C_{s1} \cdot \frac{d \langle u_{s1} \rangle}{dt} = -\langle i_{m1g} \rangle \quad (V.27)$$

$$\mathbf{R}_{60} : C_{s2} \cdot \frac{d \langle u_{s2} \rangle}{dt} = - \langle i_{m2g} \rangle \quad (\text{V.28})$$

$$\mathbf{R}_{61} : \langle u_s \rangle = \langle u_{s1} \rangle - \langle u_{s2} \rangle$$

V.3.1.4 - Elaboration de la commande

L'élaboration de la commande consiste à inverser le graphe informationnel causal du modèle en puissance moyenne.

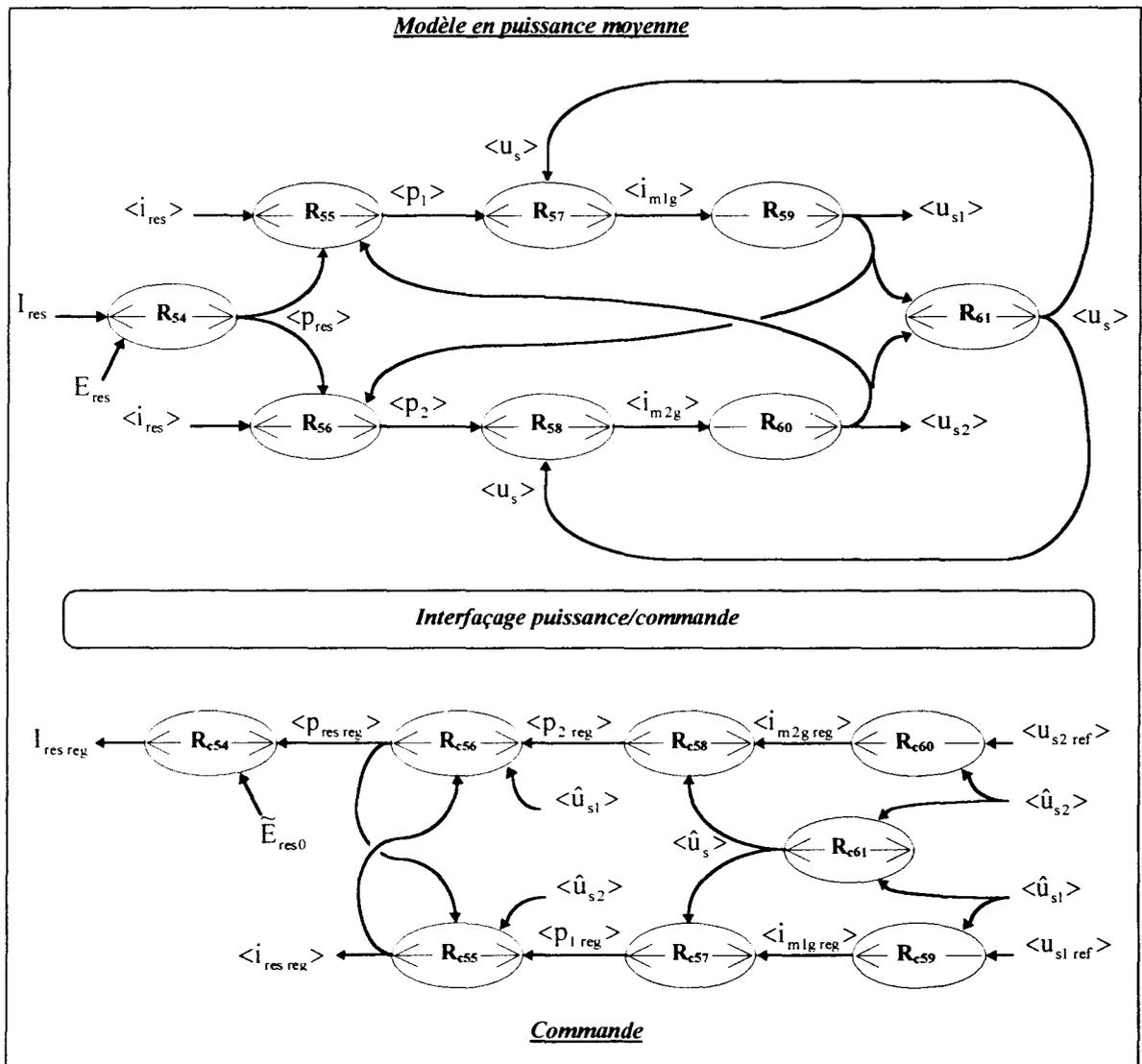


Figure V.9 - Graphe informationnel causal du modèle en puissance moyenne et de sa commande.

La majeure partie des équations du modèle en puissance moyenne est de nature rigide et bijective, leur inversion est directe. Seules les relations traduisant l'accumulation d'énergie des condensateurs sont causales. Une boucle d'asservissement entre la tension de référence et la mesure est alors nécessaire pour chaque condensateur.

Nota : La valeur efficace de la tension au réseau intervient dans la chaîne de commande. On peut se passer de sa mesure en la supposant constante ; dès lors, la grandeur captée \hat{E}_{res} apparaissant dans l'équation V.7 est substituée dans la commande par l'estimation supposée constante de la valeur efficace de la tension au réseau \tilde{E}_{res0} .

Le tableau de la figure (V.10) présente la synthèse des relations du modèle et de celles de la commande.

Relations	Processus	Commande
$R_{54} \Rightarrow R_{c54}$	$\langle p_{res} \rangle = E_{res} \cdot I_{res}$	$I_{res\ reg} = \frac{\langle p_{res\ reg} \rangle}{\tilde{E}_{res0}}$
$R_{55} \Rightarrow R_{c55}$	$\langle p_1 \rangle = \langle p_{res} \rangle - \langle u_{s2} \rangle \cdot \langle i_{res} \rangle$	$\langle i_{res\ reg} \rangle = \frac{\langle p_{res\ reg} \rangle - \langle p_{1\ reg} \rangle}{\langle \hat{u}_{s2} \rangle}$
$R_{56} \Rightarrow R_{c56}$	$\langle p_2 \rangle = -\langle p_{res} \rangle + \langle u_{s1} \rangle \cdot \langle i_{res} \rangle$	$\langle p_{res\ reg} \rangle = \langle \hat{u}_{s1} \rangle \cdot \langle i_{res\ reg} \rangle - \langle p_{2\ reg} \rangle$
$R_{57} \Rightarrow R_{c57}$	$\langle i_{m1g} \rangle = \frac{\langle p_1 \rangle}{\langle u_s \rangle}$	$\langle p_{1\ reg} \rangle = \langle \hat{u}_s \rangle \cdot \langle i_{m1g\ reg} \rangle$
$R_{58} \Rightarrow R_{c58}$	$\langle i_{m2g} \rangle = \frac{\langle p_2 \rangle}{\langle u_s \rangle}$	$\langle p_{2\ reg} \rangle = \langle \hat{u}_s \rangle \cdot \langle i_{m2g\ reg} \rangle$
$R_{59} \Rightarrow R_{c59}$	$C_{s1} \cdot \frac{d\langle u_{s1} \rangle}{dt} = -\langle i_{m1g} \rangle$	$\langle i_{m1g\ reg} \rangle = -C_{\langle u_{s1} \rangle} \cdot (\langle u_{s1\ ref} \rangle - \langle \hat{u}_{s1} \rangle)$
$R_{60} \Rightarrow R_{c60}$	$C_{s2} \cdot \frac{d\langle u_{s2} \rangle}{dt} = -\langle i_{m2g} \rangle$	$\langle i_{m2g\ reg} \rangle = -C_{\langle u_{s2} \rangle} \cdot (\langle u_{s2\ ref} \rangle - \langle \hat{u}_{s2} \rangle)$
$R_{61} \Rightarrow R_{c61}$	$\langle u_s \rangle = \langle u_{s1} \rangle - \langle u_{s2} \rangle$	$\langle \hat{u}_s \rangle = \langle \hat{u}_{s1} \rangle - \langle \hat{u}_{s2} \rangle$

Figure V.10 - Synthèse des relations.

V.3.1.5 - Choix des correcteurs

Le modèle en puissance moyenne présente un couplage important entre les axes de puissance définis. L'élaboration de la commande permet, si on considère que les grandeurs

mesurées ou estimées sont égales aux valeurs réelles, de linéariser le système. Par conséquent, le graphe informationnel causal du modèle et de sa commande se simplifie (figure V.11).

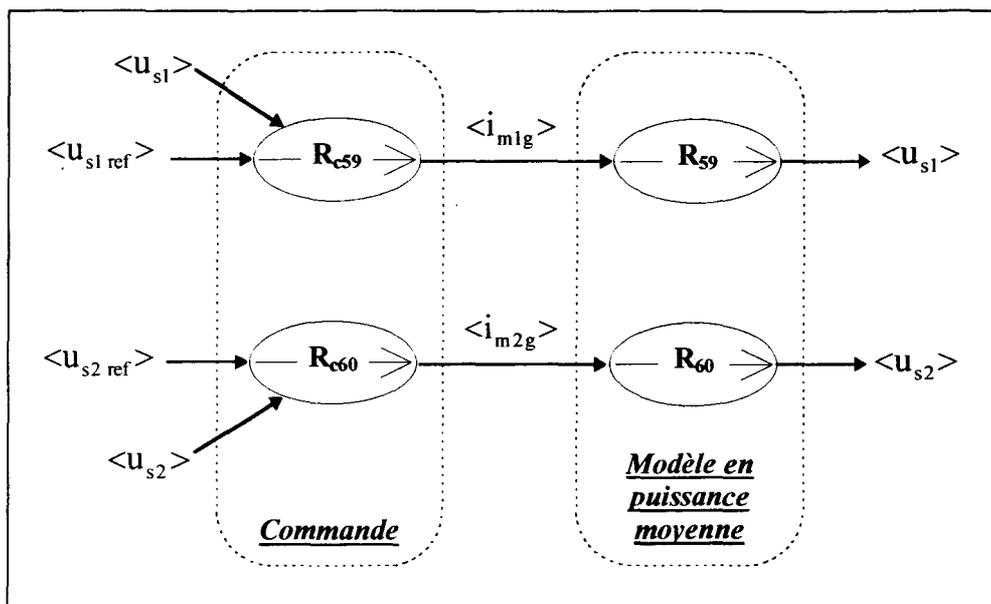


Figure V.11 - Graphe informationnel causal simplifié du modèle en puissance moyenne et de sa commande.

$$\underline{R}_{59} : C_{s1} \cdot \frac{d\langle u_{s1} \rangle}{dt} = -\langle i_{m1g} \rangle$$

$$\underline{R}_{60} : C_{s2} \cdot \frac{d\langle u_{s2} \rangle}{dt} = -\langle i_{m2g} \rangle$$

$$\underline{R}_{c59} : \langle i_{m1g \text{ reg}} \rangle = -C_{\langle u_{s1} \rangle} (\langle u_{s1 \text{ ref}} \rangle - \langle \hat{u}_{s1} \rangle)$$

$$\underline{R}_{c60} : \langle i_{m2g \text{ reg}} \rangle = -C_{\langle u_{s2} \rangle} (\langle u_{s2 \text{ ref}} \rangle - \langle \hat{u}_{s2} \rangle)$$

Le processus est purement intégrateur ; un correcteur proportionnel suffit pour le contrôle de chaque tension. Les deux condensateurs étant identiques, le calcul du gain proportionnel conduit au même résultat pour les deux correcteurs.

Ainsi, pour la tension $\langle u_{s1} \rangle$, la transmittance en boucle fermée du système s'écrit :

$$W(s) = \frac{1}{1 + \frac{C_1}{K_{<u_{s1}>}} \cdot s} \quad (V.29)$$

Un temps de réponse du système bouclé de 0.45 s entraîne une valeur de gain suivant pour les deux correcteurs proportionnels :

$$\boxed{K_{<u_{s1}>} = K_{<u_{s2}>} = 0.0146} \quad (V.30)$$

V.3.1.6 - Filtrage des mesures

L'élaboration de la commande du modèle en puissance moyenne requiert la connaissance des valeurs moyennes des tensions aux bornes des condensateurs $\langle u_{s1} \rangle$ et $\langle u_{s2} \rangle$.

Les courants traversant les condensateurs i_{m1g} et i_{m2g} sont à la même fréquence que le courant i_{res} ; on retrouve dès lors sur les tensions u_{s1} et u_{s2} une ondulation à la fréquence du réseau. La mesure des valeurs moyennes souhaitées est obtenue par le filtrage de cette composante ondulatoire à l'aide d'un algorithme numérique qui calcule en permanence sur une période du réseau la valeur de cette moyenne.

V.3.1.7 - Résultats de simulation

A - Premier essai :

On souhaite asservir les tensions aux bornes des condensateurs par rapport à des consignes identiques en valeur absolue. Les conditions de simulation sont les suivantes :

- tensions initiales des condensateurs : $\langle u_{s1} \rangle = 350 \text{ V}$, $\langle u_{s2} \rangle = -350 \text{ V}$,
- échelons de consigne à $t = 0 \text{ s}$: $\langle u_{s1 \text{ ref}} \rangle = 400 \text{ V}$, $\langle u_{s2 \text{ ref}} \rangle = -400 \text{ V}$.

La figure V.12 montre une évolution des tensions aux bornes des condensateurs conforme à celle souhaitée : un temps de réponse de 0.45 s et aucune erreur statique.

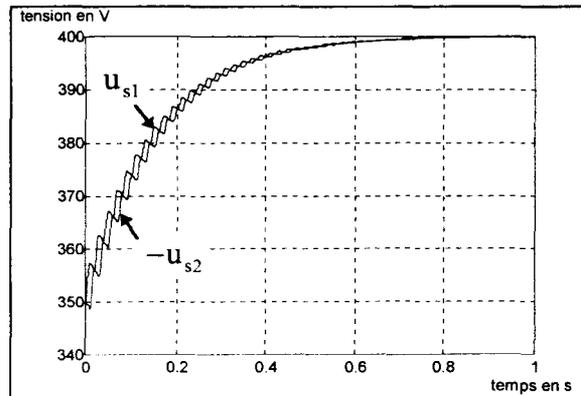


Figure V.12 - Tensions aux bornes des condensateurs.

La figure V.13 présente les valeurs moyenne, efficace et instantanée du courant du réseau. On constate une valeur moyenne nulle ; en effet, les tensions initiales aux bornes des condensateurs sont identiques et les échelons de consigne sont les mêmes, ainsi aucun déséquilibre de charge des condensateurs n'apparaît.

La faible valeur observée sur la valeur moyenne du courant du réseau atteste de l'efficacité du découplage réalisé par la commande sur un processus fortement non linéaire. En régime établi, on retrouve un courant de réseau nul.

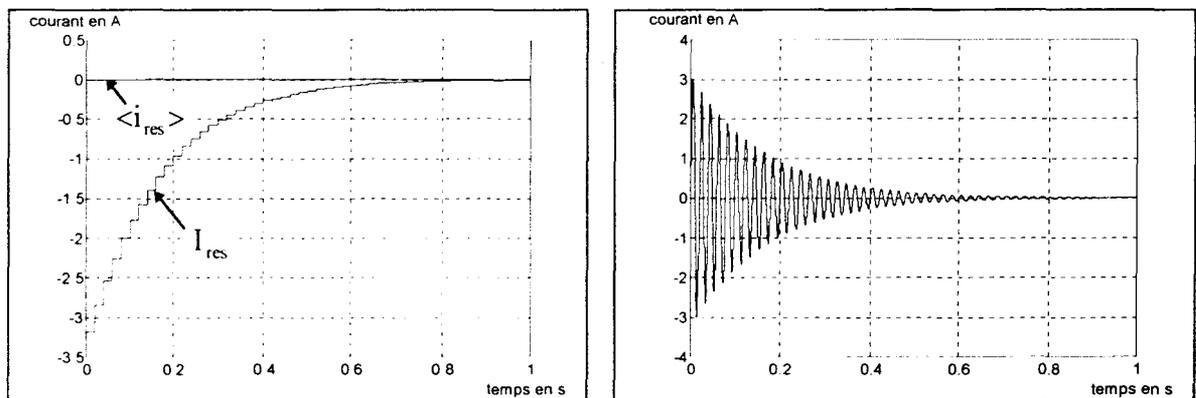


Figure V.13 - Courant réseau (valeurs moyenne, efficace et instantanée).

B - Deuxième essai :

Il a pour objectif d'asservir les tensions aux bornes des condensateurs à des valeurs différentes mais avec des écarts en valeur absolue, identiques par rapport aux tensions initiales. Les conditions sont les suivantes :

- tensions initiales des condensateurs : $\langle u_{s1} \rangle = 350 \text{ V}$, $\langle u_{s2} \rangle = -350 \text{ V}$,
- échelons de consigne à $t = 0 \text{ s}$: $\langle u_{s1 \text{ ref}} \rangle = 375 \text{ V}$, $\langle u_{s2 \text{ ref}} \rangle = -325 \text{ V}$.

L'évolution des tensions aux bornes des condensateurs, observée sur la figure V.14, valide l'asservissement par rapport à des consignes différentes.

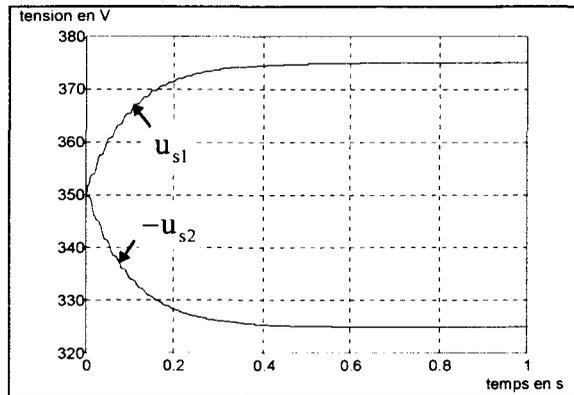


Figure V.14 - Tensions aux bornes des condensateurs.

La figure V.15 montre alors que la composante aperiodique est non nulle pendant le régime transitoire et la faible valeur efficace du courant du réseau est la preuve d'un découplage satisfaisant du modèle en puissance moyenne. Ce type de régime transitoire dégrade la qualité spectrale mais il s'agit d'une contrainte physique incontournable due aux objectifs du cahier des charges que l'on s'impose en voulant contrôler les tensions.

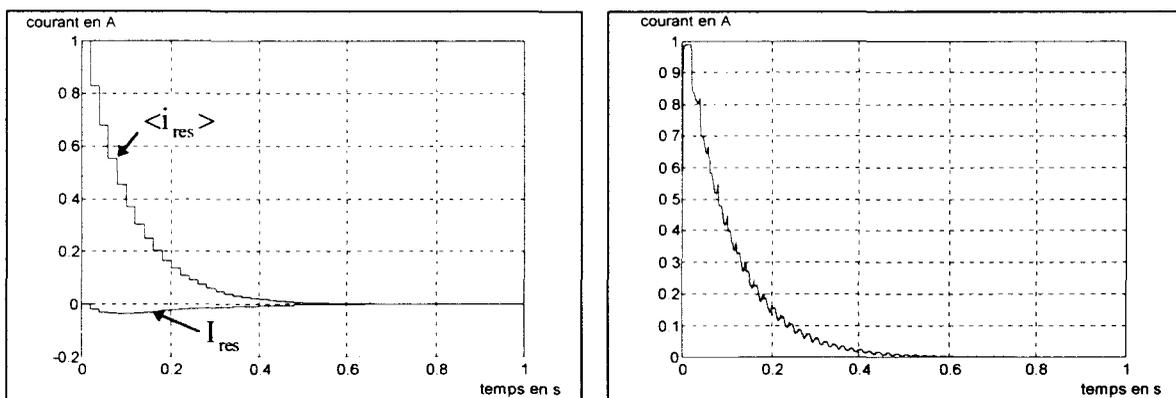


Figure V.15 - Courant du réseau (valeurs moyenne, efficace et instantanée).

C - Troisième essai :

Les tensions sont maintenant asservies à des consignes telles que le courant du réseau soit composé d'une composante sinusoïdale et d'une composante continue. Les conditions de simulation sont les suivantes :

- tensions initiales des condensateurs : $\langle u_{s1} \rangle = 350 \text{ V}$, $\langle u_{s2} \rangle = -350 \text{ V}$,
- échelons de consigne à $t = 0 \text{ s}$: $\langle u_{s1 \text{ ref}} \rangle = 325 \text{ V}$, $\langle u_{s2 \text{ ref}} \rangle = -400 \text{ V}$.

La figure V.16 montre la réponse de l'asservissement et la figure V.17-(a) prouve qu'une valeur moyenne non nulle est nécessaire afin d'assurer le déséquilibre des charges. La figure V.17-(b) donne l'évolution instantanée du courant sur laquelle on aperçoit bien la présence d'une composante aperiodique.

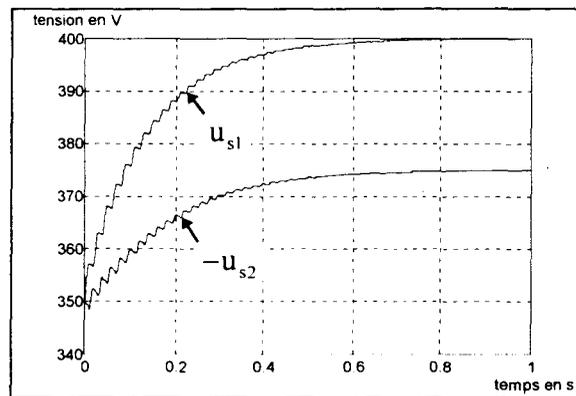


Figure V.16 - Tensions aux bornes des condensateurs.

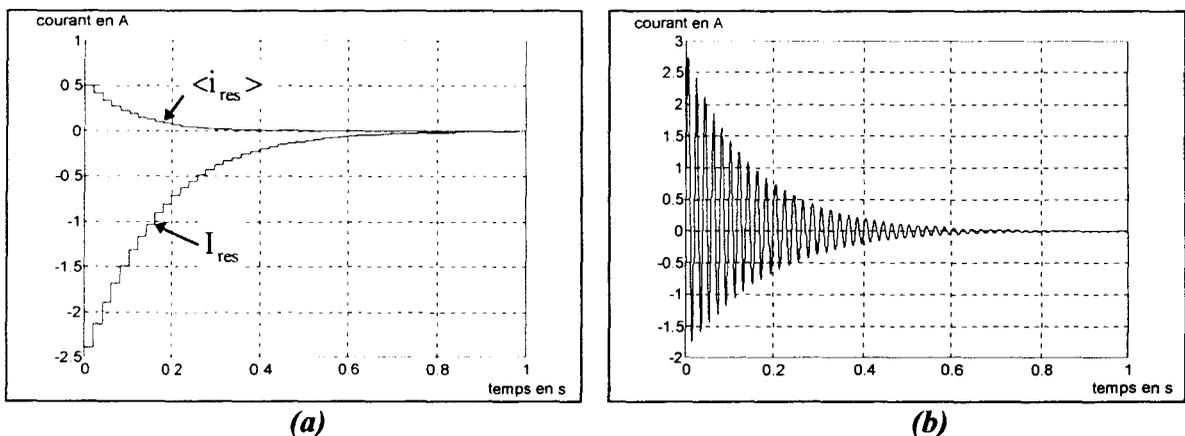


Figure V.17 - Courant du réseau (valeurs moyenne, efficace et instantanée).

Ces trois essais réalisés en simulation valident d'une part la démarche de modélisation et les hypothèses retenues et, d'autre part, la commande élaborée pour l'asservissement des tensions aux bornes des condensateurs.

V.3.2 - Régulation des tensions aux bornes des condensateurs

La régulation des tensions aux bornes des condensateurs consiste à contrôler les effets de courants de perturbation issus d'une charge placée en parallèle avec le pont capacitif ; celle-ci est représentée par deux sources de courant de valeurs i_{ch1} et i_{ch2} (voir figure V.18).

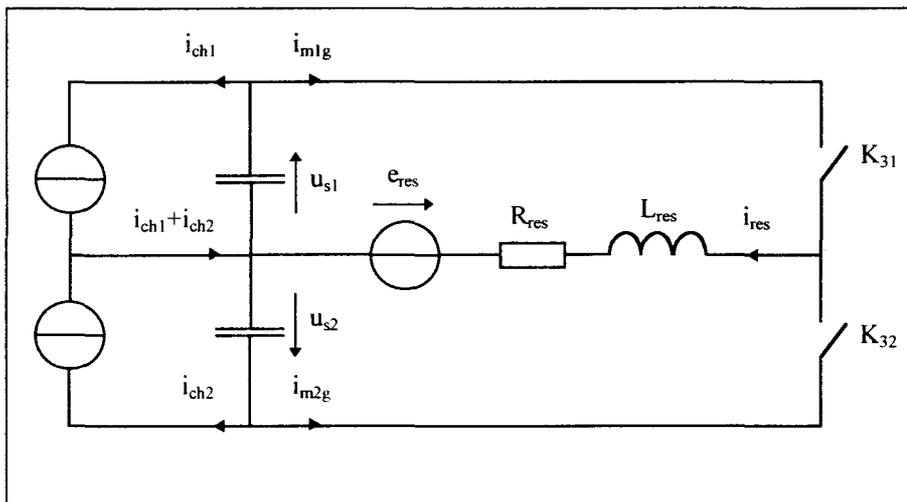


Figure V.18 - Schéma fonctionnel simplifié du convertisseur.

V.3.2.1 - Bilan en puissance instantanée

Au bilan établi lors de l'étude de l'asservissement des tensions aux bornes des condensateurs s'ajoute la puissance instantanée dans la charge :

Charge :

$$p_{ch}(t) = u_{s1} \cdot i_{ch1} + u_{s2} \cdot i_{ch2} \quad (V.31)$$

Les puissances instantanées au réseau $p_{res}(t)$ (équation V.12) et dans le pont capacitif $p_c(t)$ (équation V.9) restent identiques.

Bilan :

$$p_c(t) + p_{res}(t) + p_{ch}(t) = 0 \quad (V.32)$$

V.3.2.2 - Bilan en puissance moyenne

Charge :

$$\langle p_{ch} \rangle = \langle u_{s1} \cdot i_{ch1} + u_{s2} \cdot i_{ch2} \rangle \quad (V.33)$$

On reprend l'hypothèse retenue en (V.3.1.2), soit de supposer les tensions aux bornes des condensateurs lentement variables par rapport à la dynamique des courants ; en conséquence, les valeurs moyennes dans l'équation V.33 sont séparables.

$$\langle p_{ch} \rangle = \langle u_{s1} \rangle \cdot \langle i_{ch1} \rangle + \langle u_{s2} \rangle \cdot \langle i_{ch2} \rangle \quad (V.34)$$

Les puissances moyennes au réseau $\langle p_{res} \rangle$ (équation V.16) et dans le pont capacitif $\langle p_c \rangle$ (équation V.14) ne changent pas par rapport à l'étude faite pour l'asservissement précédent.

Bilan :

$$\langle p_c \rangle + \langle p_{res} \rangle + \langle p_{ch} \rangle = 0 \quad (V.35)$$

$$\boxed{-\langle u_{s1} \rangle \cdot (\langle i_{m1g} \rangle - \langle i_{ch1} \rangle) - \langle u_{s2} \rangle \cdot (\langle i_{m2g} \rangle - \langle i_{ch2} \rangle) + E_{res} \cdot I_{res} = 0} \quad (V.36)$$

V.3.2.3 - Modèle en puissance moyenne

On fait intervenir une loi sur les courants afin de construire un modèle suivant deux axes ; le premier avec pour grandeur de sortie la tension $\langle u_{s1} \rangle$ et le second pour la tension $\langle u_{s2} \rangle$.

$$i_{m1g} + i_{m2g} = i_{res} + i_{ch1} + i_{ch2} \quad (V.37)$$

La même relation est établie aux valeurs moyennes :

$$\langle i_{m1g} \rangle + \langle i_{m2g} \rangle = \langle i_{res} \rangle + \langle i_{ch1} \rangle + \langle i_{ch2} \rangle \quad (V.38)$$

On remplace successivement $\langle i_{m1g} \rangle$ et $\langle i_{m2g} \rangle$ dans l'équation V.36 à partir de l'expression V.38 ; on obtient ainsi deux relations servant de base à l'élaboration du modèle en puissance moyenne :

$$-\langle u_s \rangle \cdot \langle i_{m1g} \rangle + \langle u_s \rangle \cdot \langle i_{ch1} \rangle - \langle u_{s2} \rangle \cdot \langle i_{res} \rangle + E_{res} \cdot I_{res} = 0 \quad (V.39)$$

$$\langle u_s \rangle \cdot \langle i_{m2g} \rangle - \langle u_s \rangle \cdot \langle i_{ch2} \rangle - \langle u_{s1} \rangle \cdot \langle i_{res} \rangle + E_{res} \cdot I_{res} = 0 \quad (V.40)$$

avec $\langle u_s \rangle = \langle u_{s1} \rangle - \langle u_{s2} \rangle$

On aboutit alors au graphe informationnel causal du modèle en puissance moyenne suivant :

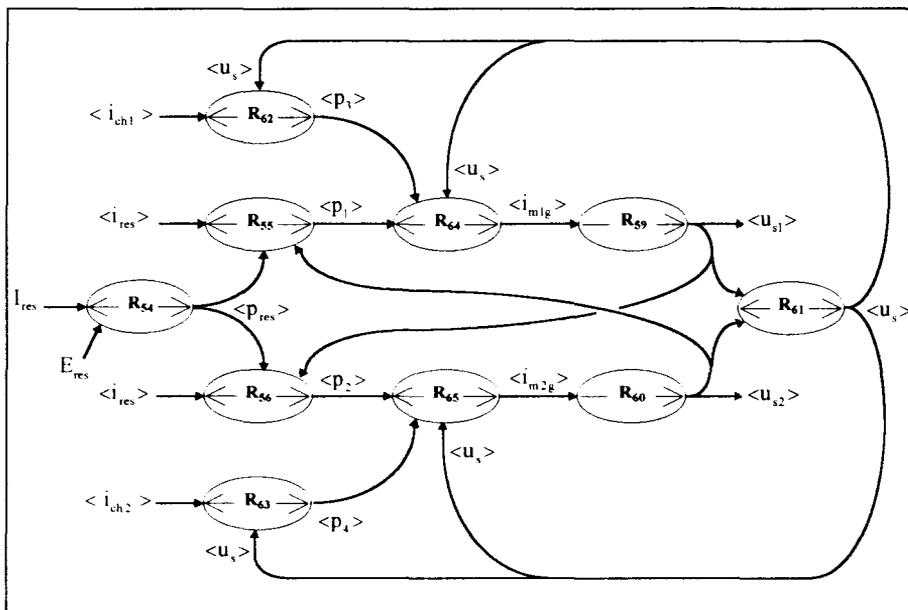


Figure V.19 - Graphe informationnel causal du modèle en puissance moyenne.

$$\underline{R}_{62} : \quad \langle p_3 \rangle = \langle u_s \rangle \cdot \langle i_{ch1} \rangle \quad (V.41)$$

$$\underline{R}_{63} : \quad \langle p_4 \rangle = \langle u_s \rangle \cdot \langle i_{ch2} \rangle \quad (V.42)$$

$$\underline{R}_{64} : \quad \langle i_{m1g} \rangle = \frac{\langle p_1 \rangle + \langle p_3 \rangle}{\langle u_s \rangle} \quad (V.43)$$

$$\underline{R}_{65} : \quad \langle i_{m2g} \rangle = \frac{\langle p_2 \rangle + \langle p_4 \rangle}{\langle u_s \rangle} \quad (V.44)$$

V.3.2.4 - Elaboration de la commande

L'élaboration de la commande consiste à inverser le graphe informationnel causal du modèle en puissance moyenne (figure V.20).

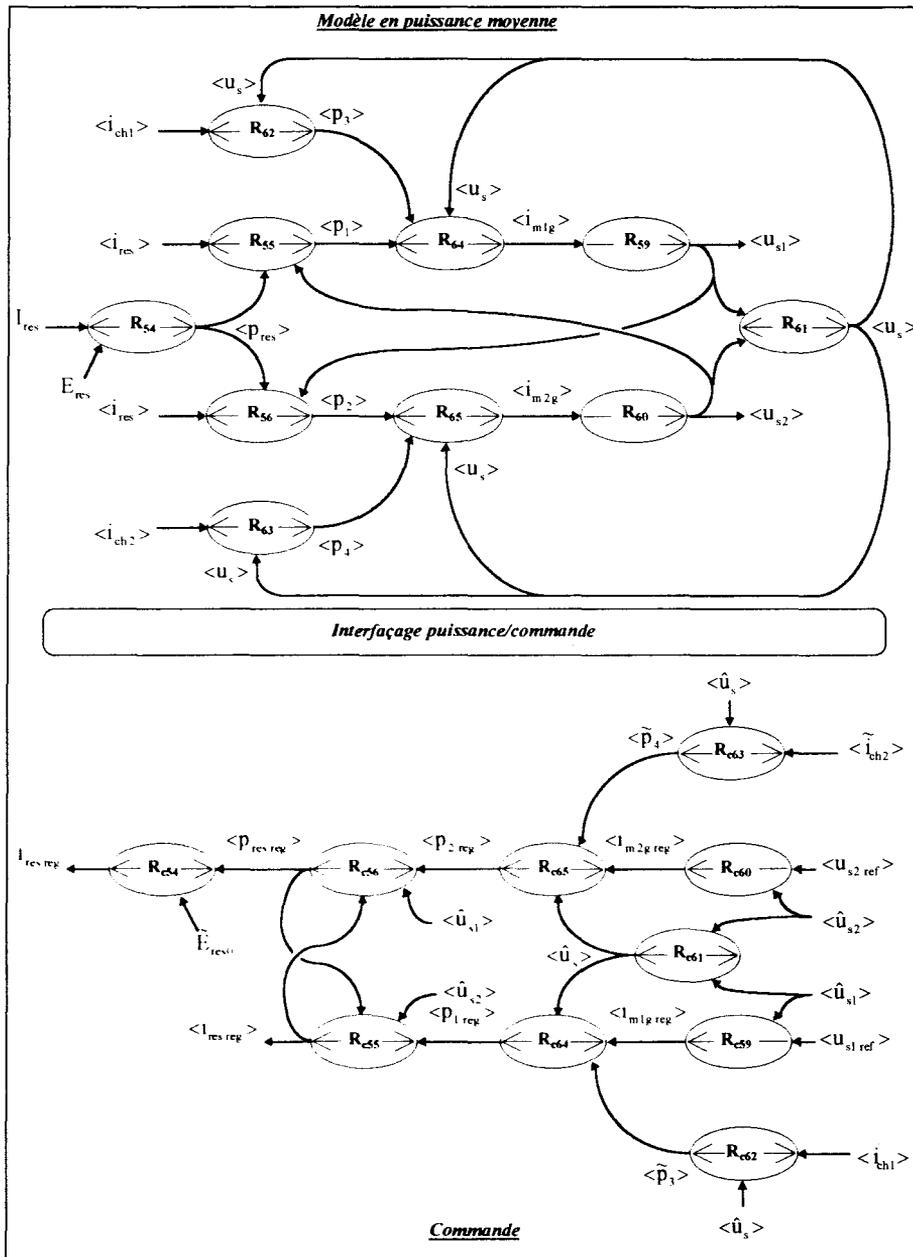


Figure V.20 - Graphe informationnel causal du modèle en puissance moyenne et de sa commande.

Le tableau de la figure (V.21) présente la synthèse des relations du modèle et de celles de la commande.

Relations	Processus	Commande
$R_{54} \Rightarrow R_{c54}$	$\langle p_{res} \rangle = E_{res} \cdot I_{res}$	$I_{res\ reg} = \frac{\langle p_{res\ reg} \rangle}{\tilde{E}_{res0}}$
$R_{55} \Rightarrow R_{c55}$	$\langle p_1 \rangle = \langle p_{res} \rangle - \langle u_{s2} \rangle \cdot \langle i_{res} \rangle$	$\langle i_{res\ reg} \rangle = \frac{\langle p_{res\ reg} \rangle - \langle p_{1\ reg} \rangle}{\langle \hat{u}_{s2} \rangle}$
$R_{56} \Rightarrow R_{c56}$	$\langle p_2 \rangle = -\langle p_{res} \rangle + \langle u_{s1} \rangle \cdot \langle i_{res} \rangle$	$\langle p_{res\ reg} \rangle = \langle \hat{u}_{s1} \rangle \cdot \langle i_{res\ reg} \rangle - \langle p_{2\ reg} \rangle$
$R_{59} \Rightarrow R_{c59}$	$C_{s1} \cdot \frac{d\langle u_{s1} \rangle}{dt} = -\langle i_{m1g} \rangle$	$\langle i_{m1g\ reg} \rangle = -C_{\langle u_{s1} \rangle} \cdot (\langle u_{s1\ ref} \rangle - \langle \hat{u}_{s1} \rangle)$
$R_{60} \Rightarrow R_{c60}$	$C_{s2} \cdot \frac{d\langle u_{s2} \rangle}{dt} = -\langle i_{m2g} \rangle$	$\langle i_{m2g\ reg} \rangle = -C_{\langle u_{s2} \rangle} \cdot (\langle u_{s2\ ref} \rangle - \langle \hat{u}_{s2} \rangle)$
$R_{61} \Rightarrow R_{c61}$	$\langle u_s \rangle = \langle u_{s1} \rangle - \langle u_{s2} \rangle$	$\langle \hat{u}_s \rangle = \langle \hat{u}_{s1} \rangle - \langle \hat{u}_{s2} \rangle$
$R_{62} \Rightarrow R_{c62}$	$\langle p_3 \rangle = \langle u_s \rangle \cdot \langle i_{ch1} \rangle$	$\langle \tilde{p}_3 \rangle = \langle \hat{u}_s \rangle \cdot \langle \tilde{i}_{ch1} \rangle$
$R_{63} \Rightarrow R_{c63}$	$\langle p_4 \rangle = \langle u_s \rangle \cdot \langle i_{ch2} \rangle$	$\langle \tilde{p}_4 \rangle = \langle \hat{u}_s \rangle \cdot \langle \tilde{i}_{ch2} \rangle$
$R_{64} \Rightarrow R_{c64}$	$\langle i_{m1g} \rangle = \frac{\langle p_1 \rangle + \langle p_3 \rangle}{\langle u_s \rangle}$	$\langle p_{1\ reg} \rangle = \langle i_{m1g\ reg} \rangle \cdot \langle \hat{u}_s \rangle - \langle \tilde{p}_3 \rangle$
$R_{65} \Rightarrow R_{c65}$	$\langle i_{m2g} \rangle = \frac{\langle p_2 \rangle + \langle p_4 \rangle}{\langle u_s \rangle}$	$\langle p_{2\ reg} \rangle = \langle i_{m2g\ reg} \rangle \cdot \langle \hat{u}_s \rangle - \langle \tilde{p}_4 \rangle$

Figure V.21 - Synthèse des relations.

V.3.2.5 - Filtrage des mesures

La régulation des tensions aux bornes des condensateurs nécessite la mesure de la valeur moyenne de quatre signaux : deux tensions $\langle u_{s1} \rangle$ et $\langle u_{s2} \rangle$ et deux courants $\langle i_{ch1} \rangle$ et $\langle i_{ch2} \rangle$. Les courants de charge sont de fréquence variable comprise entre 0 et 50 Hz. Dès lors, on retrouve sur les tensions condensateurs une ondulation à la fréquence de ces courants superposée à celle à la fréquence du réseau. Le filtrage en valeur moyenne des courants de charge et des tensions aux bornes des condensateurs doit donc être assuré, quelle que soit la fréquence de ces signaux.

Nous sommes amenés à proposer une structure de filtre permettant de supprimer une fréquence bien précise de la grandeur d'entrée. On utilise pour cela le principe de

l'antirésonance [RIOUAL, 93] dont le concept est à rapprocher de celui propre au correcteur résonnant.

Ce filtre présente alors la transmittance suivante :

$$T(s) = \frac{\omega_p^2 + s^2}{\left(1 + \frac{2\xi}{\omega_n} \cdot s + \frac{1}{\omega_n^2} \cdot s^2\right) \cdot \omega_p^2} \quad (\text{V.45})$$

avec ω_p : pulsation à filtrer,
 ξ et ω_n : coefficient d'amortissement et pulsation naturelle du second ordre placé au dénominateur.

On retrouve au numérateur le terme résonnant qui à la fréquence d'utilisation s'annule (antirésonance). Le dénominateur est un second ordre afin de donner une forme semi causale à la fonction de transfert ; on définit la pulsation propre ω_0 qui donne la rapidité de la réponse pour une oscillation :

$$\omega_0 = \omega_n \cdot \sqrt{1 - \xi^2} \quad (\text{V.46})$$

Le choix de la pulsation propre caractérise le temps de réponse du filtre et afin d'éviter un dépassement excessif en réponse indicielle, elle doit être fixée à une valeur inférieure à la pulsation de résonance du filtre. Si on admet que la pulsation minimale à filtrer sur la grandeur mesurée est égale à 50 rad/s, on peut choisir une pulsation propre du second ordre de 20 rad/s ; ce qui fait, en ne tenant pas compte de l'influence des zéros du numérateur, un temps de réponse pour la première oscillation de 0.18 s. Une trajectoire correctement amortie entraîne un coefficient ξ égal à 0.7. La transmittance du filtre s'écrit finalement :

$$T(s) = \frac{\omega_p^2 + s^2}{\left(1 + 0.05 \cdot s + 0.0013 \cdot s^2\right) \cdot \omega_p^2} \quad (\text{V.47})$$

La figure V.22 présente les courbes de Bode du filtre pour différentes fréquences de résonance. On constate la réjection importante aux alentours de la pulsation souhaitée ainsi que le gain unitaire qu'il présente pour les très basses fréquences, supposées comme représentatives de la vitesse de variation des valeurs moyennes vraies. La courbe de phase

montre le déphasage introduit par le filtrage ; il sera sans conséquence majeure si le gain de boucle de la régulation n'impose pas une dynamique telle que le système devienne instable.

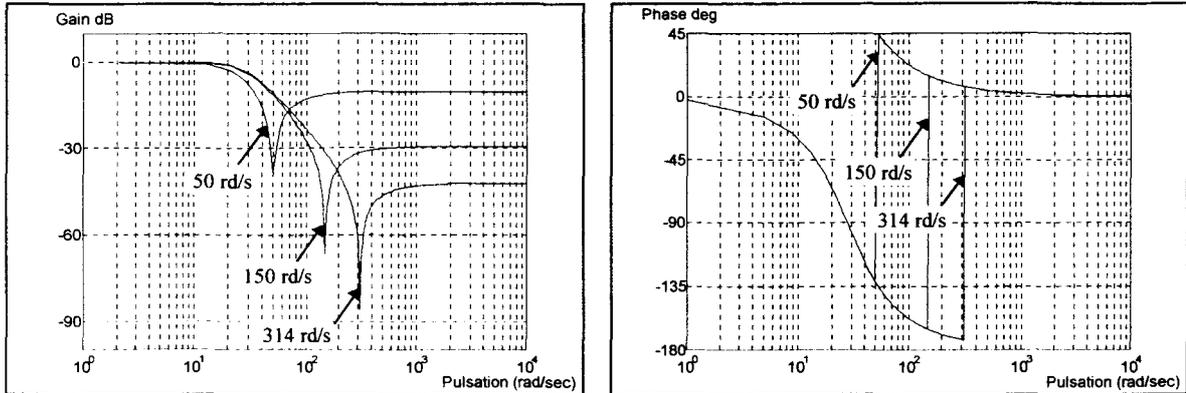


Figure V.22 - Courbes de Bode du filtre résonnant pour $\omega_p=50, 150$ et 314 rad/s.

La figure V.23 montre la réponse obtenue pour le filtrage d'un signal dont l'expression temporelle est la suivante :

$$x = 1 + 0.5.\sin(314.t)$$

La sortie du filtre correspond exactement à la valeur moyenne de ce signal au-delà du temps de réponse et ce, malgré l'amplitude importante du signal perturbateur. Le temps de réponse est cohérent avec la valeur calculée précédemment.

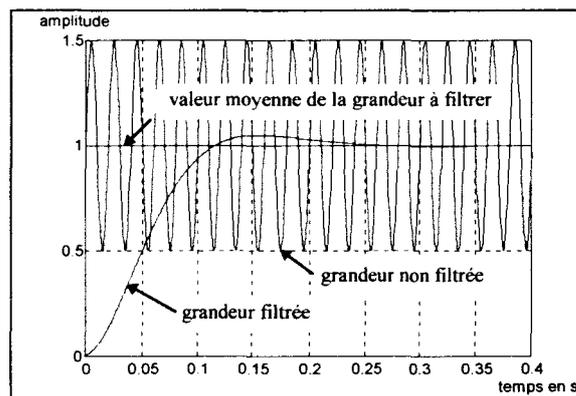


Figure V.23 - Filtrage d'un signal avec une ondulation à 50 Hz.

La figure V.24 correspond au filtrage d'une grandeur dont la composante ondulatoire varie en fréquence ; son expression est la suivante :

$$x = 350 + 50.\sin(\omega.t)$$

avec ω variant de 63 à 314 rad/s en 1 s.

Le filtre résonnant, réglé sur une valeur initiale de sortie de 350, n'est pratiquement pas perturbé par le bruit superposé à la grandeur d'entrée sauf en basse fréquence. En effet, dans cette zone, la fréquence de résonance est proche de la pulsation propre du second ordre du dénominateur ; ce qui entraîne un dépassement important de la réponse.

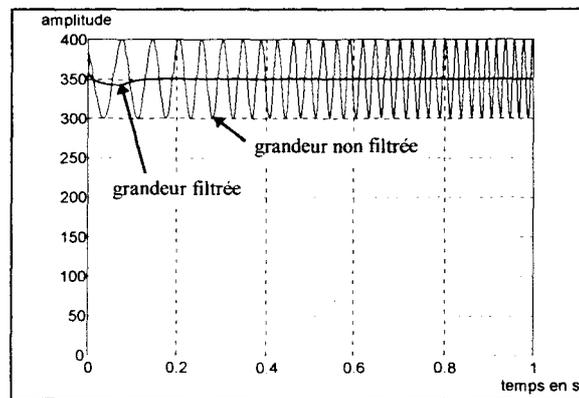


Figure V.24 - Filtrage d'un signal avec une ondulation à fréquence variable.

Ce filtre va permettre d'obtenir les valeurs moyennes des courants de charge et des tensions aux bornes des condensateurs tout en sachant qu'en basse fréquence le filtrage est moins satisfaisant. Par conséquent, la résonance du filtre est réglée pour une gamme de pulsation allant de 50 à 314 rad/s ; en dessous de 50 rad/s, le filtre laisse passer l'ondulation.

V.3.2.6 - Résultats de simulation

Les conditions de l'essai de simulation effectués sont les suivantes :

- régulation des tensions aux bornes des condensateurs : $u_{s1} = 350 \text{ V}$,
 $u_{s2} = -350 \text{ V}$,

- courant de charge i_{ch1} : $i_{ch1} = 1 + \sin(\omega_p \cdot t + \pi/6)$ avec ω_p variant de 0 à 25 Hz en 0.5 s,
- courant de charge i_{ch2} : $i_{ch2} = 0.5 + 0.5 \cdot \sin(\omega_p \cdot t + \pi/6)$ avec ω_p variant de 0 à 25 Hz en 0.5 s,
- à $t = 0.5$ s, les amplitudes des courants de charge sont doublées,
- $\langle \hat{u}_{s1} \rangle$, $\langle \hat{u}_{s2} \rangle$, $\langle \tilde{i}_{ch1} \rangle$, $\langle \tilde{i}_{ch2} \rangle$ sont obtenues par filtrage résonnant des grandeurs mesurées ou estimées.

Les figures V.25 et V.26 présentent les courants de charge i_{ch1} et i_{ch2} ainsi que leurs valeurs moyennes. On peut observer l'efficacité particulière du filtre résonnant, le régime transitoire à basse fréquence mis à part. De telles allures de courant sont choisies afin de mettre à l'épreuve la régulation des tensions aux bornes des condensateurs dans des conditions voisines de l'application finale, la commande du moteur asynchrone diphasé.

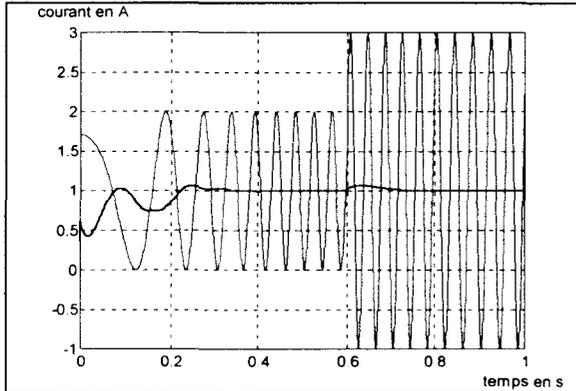


Figure V.25 - Courant i_{ch1} et sa valeur moyenne.

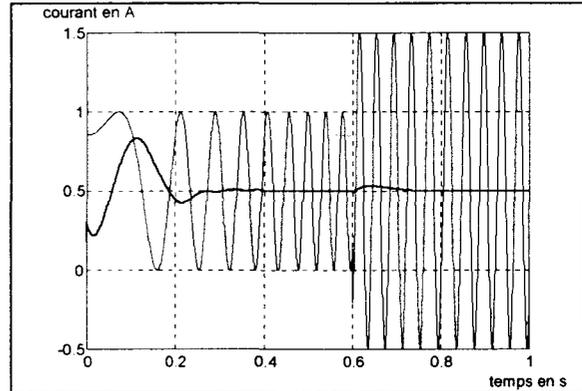


Figure V.26 - Courant i_{ch2} et sa valeur moyenne.

La figure V.27 montre l'allure obtenue pour les tensions aux bornes des condensateurs et pour leurs valeurs moyennes. On observe une variation notable de ces tensions durant le régime transitoire où les courants de charge passent d'une valeur nulle à leur consigne. La régulation est alors fortement sollicitée et rattrape les écarts par rapport aux valeurs initiales des tensions avec une erreur statique fort acceptable. Précisons que l'on se trouve là dans un cas très défavorable de régulation ; en effet, les courants de charge présentent brutalement une

composante continue relativement importante, associée à un terme alternatif de fréquence basse. Les filtres résonnants sur les courants de charge, outre un temps de réponse vis-à-vis de la composante continue qui représente la nouvelle valeur moyenne, sont réglés pour une fréquence basse ; or, l'étude de ces filtres a montré les limites de ceux-ci en basse fréquence. Ces valeurs moyennes injectées au sein de la commande influent sur la régulation et on retrouve par conséquent les oscillations observées sur les valeurs efficace et moyenne du courant du réseau (figure V.28).

Lors du changement d'amplitude des courants de charge ($t = 0.5$ s), les filtres résonnants présentent un transitoire moins « chahuté » ; la régulation des tensions aux bornes des condensateurs est satisfaisante.

L'erreur statique observée sur les valeurs moyennes des tensions condensateurs ne remet pas en cause le correcteur choisi dans la commande ; il est en effet acceptable de tolérer cet écart, non préjudiciable sur le système, dès lors qu'il se maintient dans un intervalle raisonnable.

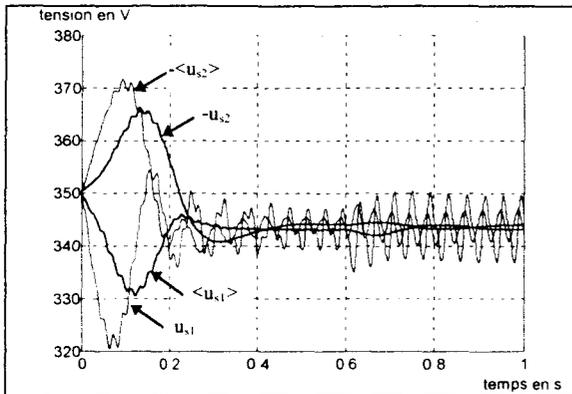


Figure V.27 - Tensions aux bornes des condensateurs et leurs valeurs moyennes.

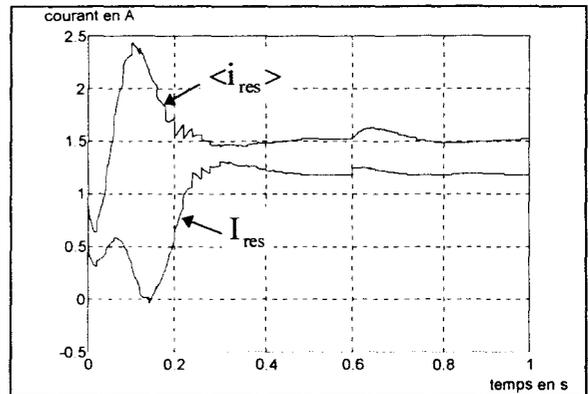


Figure V.28 - Valeurs efficace et moyenne du courant réseau.

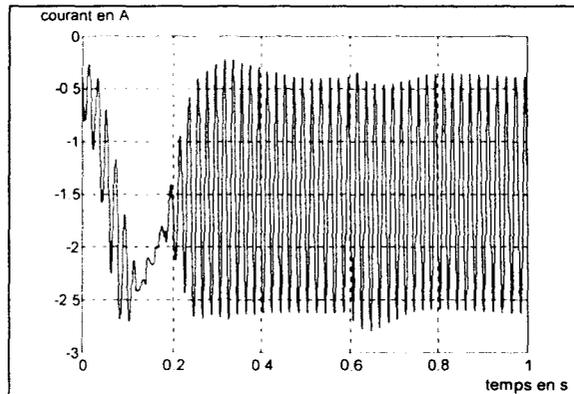


Figure V.29 - Courant du réseau.

La figure V.29 présente le courant au réseau. Celui-ci comporte en régime établi une composante continue importante, ce qui nuit fortement au facteur de puissance de l'installation. Cette valeur moyenne du courant du réseau est toutefois nécessaire pour maintenir les tensions des condensateurs à leur niveau compte tenu du déséquilibre imposé par les courants de charge.

La simulation réalisée valide la régulation des tensions aux bornes des condensateurs ; elle s'avère performante en dehors d'un fonctionnement avec des courants de charge à basse fréquence (inférieure à 10 Hz).

V.3.3 - Application à la machine asynchrone diphasée

V.3.3.1 - Organisation fonctionnelle

Le schéma fonctionnel de la figure V.30 présente l'association du convertisseur 3/2 avec la machine asynchrone diphasée.

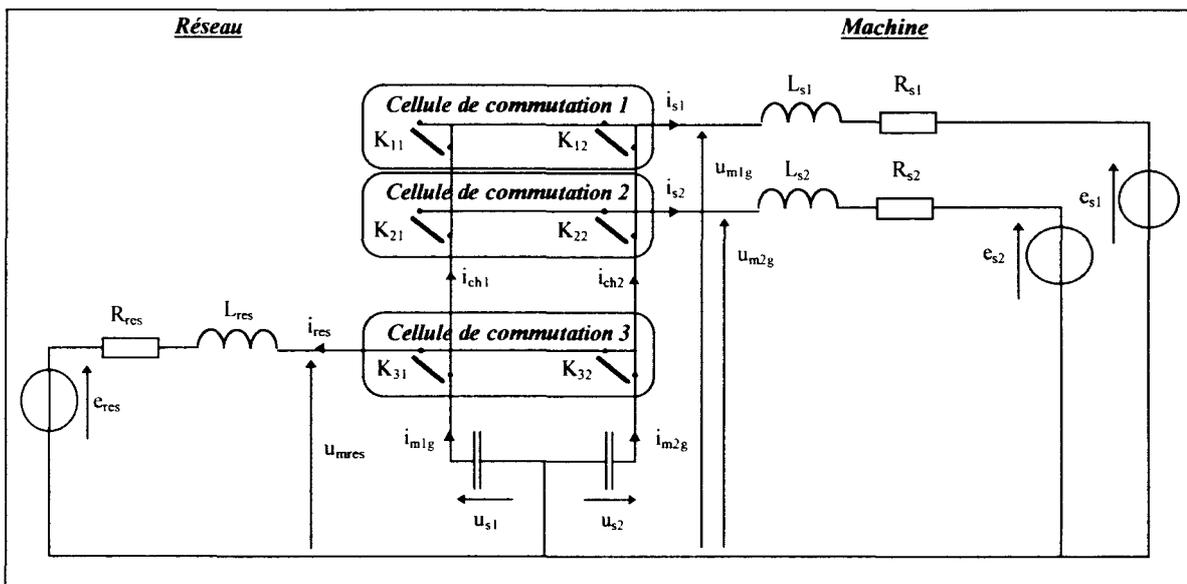


Figure V.30 - Convertisseur 3/2 à point milieu associé à la machine asynchrone diphasée.

Les courants de charge i_{ch1} et i_{ch2} s'expriment en fonction des courants dans les phases statoriques et des fonctions génératrices de connexion des interrupteurs.

$$i_{ch1} = f_{1lg} \cdot i_{s1} + f_{2lg} \cdot i_{s2} \quad (V.48)$$

$$i_{ch2} = (1 - f_{1lg}) \cdot i_{s1} + (1 - f_{2lg}) \cdot i_{s2} \quad (V.49)$$

Les courants dans les enroulements statoriques sont des grandeurs dont on connaît la fréquence à partir de l'algorithme de contrôle de la vitesse de rotation de la machine. Les fonctions génératrices de connexion, également connues, vont nous permettre d'estimer les courants de charge i_{ch1} et i_{ch2} et de les prendre en compte lors de la régulation des tensions condensateurs ; cette disposition conduit donc à l'économie des deux capteurs nécessaires.

La structure de commande des tensions aux bornes des condensateurs est alors en tout point identique à celle mise en oeuvre précédemment (cf. § V.3.2.4).

V.3.3.2 - Résultats de simulation

L'essai de simulation est réalisé sous les conditions suivantes :

- régulation des tensions condensateurs : $u_{s1} = 350 \text{ V}$, $u_{s2} = -350 \text{ V}$,
- paramètres de la commande en vitesse de la machine :
 - consigne de courant magnétisant de 1.5 A à $t = 0.1 \text{ s}$,
 - consigne de vitesse de 100 rad/s à $t = 1 \text{ s}$,
 - échelon de couple résistant de 1 N.m à $t = 3 \text{ s}$.

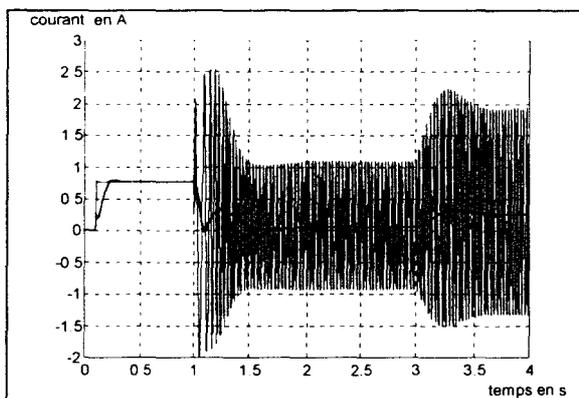


Figure V.31 - Courant i_{ch1} et sa valeur moyenne.

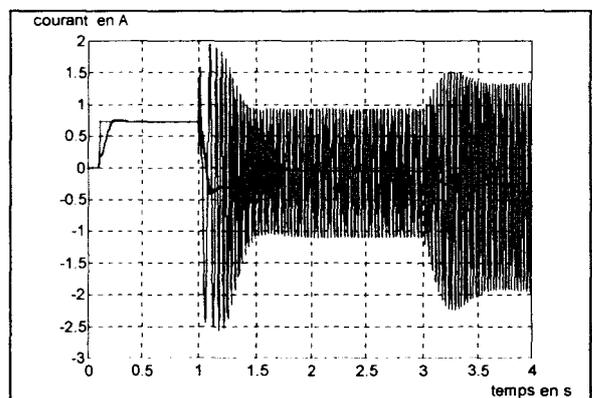


Figure V.32 - Courant i_{ch2} et sa valeur moyenne.

Les figures V.31 et V.32 montrent l'allure obtenue pour les courants de charge i_{ch1} et i_{ch2} et pour leurs valeurs moyennes issues des filtres résonnants. On distingue nettement les trois phases de fonctionnement : « fluxage » de la machine, régulation de vitesse de la machine, application d'un couple résistant.

On peut constater d'après les tensions observées aux bornes des condensateurs (figure V.32 et V.33) l'efficacité de la régulation mise en oeuvre. Les écarts les plus importants avec les valeurs de consignes s'observent lors de la phase de démarrage de la machine asynchrone diphasée qui demande alors un couple électromagnétique maximal et par là même, une puissance transitoire importante. Le pont capacitif se charge de fournir cet appel d'énergie le temps que la régulation entre en action. On ne peut pour autant augmenter la dynamique de la régulation à cause des filtres résonnants et il suffit de prévoir des condensateurs de capacités suffisantes afin d'assurer cette période transitoire de manière satisfaisante.

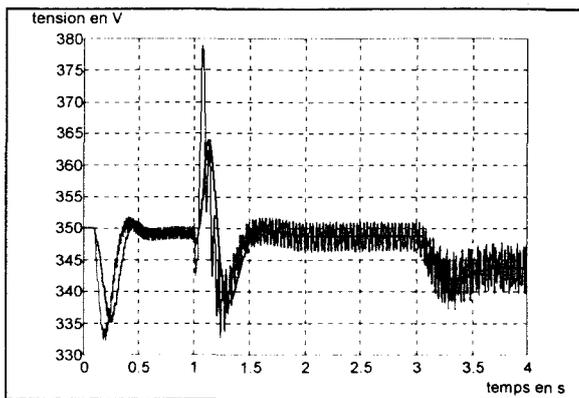


Figure V.32 - Tension u_{s1} et sa valeur moyenne.

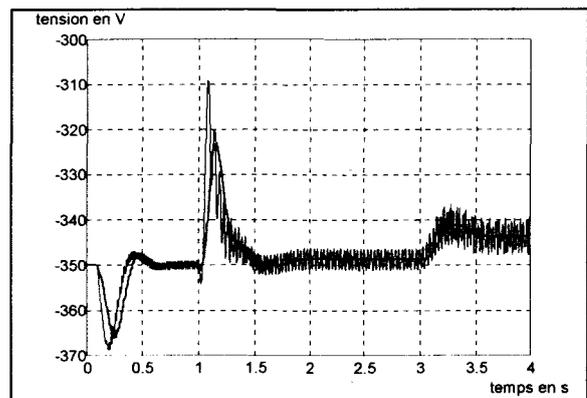


Figure V.33 - Tension u_{s2} et sa valeur moyenne.

Le courant du réseau (figure V.34 et V.35) est dépendant de la phase de fonctionnement. Lors du fluxage de la machine, il rétablit le déséquilibre des tensions du pont par la création d'un courant continu. En phase de démarrage de la machine, le courant réseau assure la régulation des tensions du pont capacitif. Il est composé d'une composante continue et alternative. Lorsque la vitesse de rotation est atteinte, la composante continue disparaît, le courant réseau est purement sinusoïdal et se retrouve en phase avec la tension e_{res} . Le facteur de puissance est unitaire. Lors de la troisième phase consistant à l'application d'un échelon de couple résistant sur l'arbre de la machine, le courant réseau fournit la puissance nécessaire au moteur par l'intermédiaire d'une composante alternative seule. Le facteur de puissance est à nouveau unitaire.

Outre un comportement en régime transitoire acceptable, la commande élaborée du

convertisseur 3/2 associé à la machine asynchrone diphasée permet l'obtention d'un facteur de puissance unitaire en régime établi et démontre ainsi tout son intérêt.

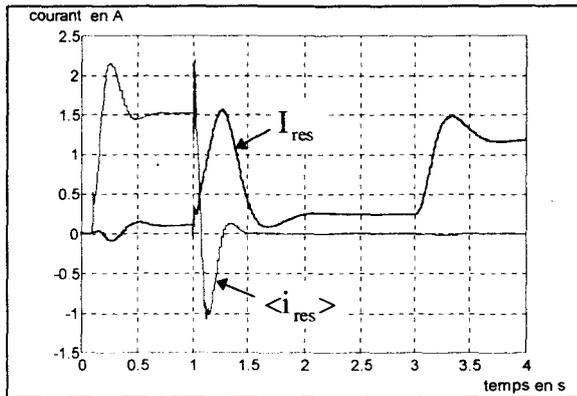


Figure V.34 - Valeurs efficace et moyenne du courant du réseau.

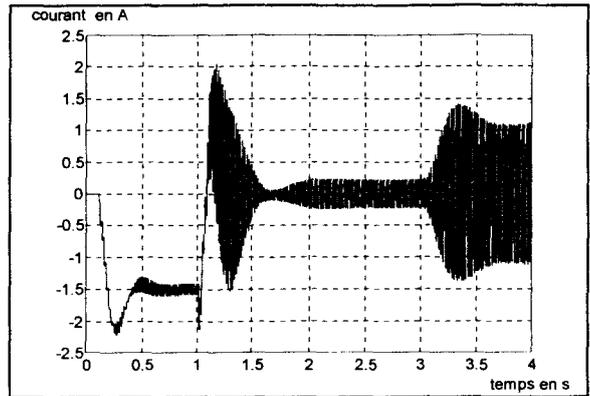


Figure V.35 - Courant du réseau.

V.4 - Conclusion

La structure de convertisseur à pont capacitif proposée résulte d'un critère économique. La machine étant de nature diphasée, deux cellules de commutation sont nécessaires en toute rigueur. On peut ainsi disposer de la troisième cellule pour assurer le transit d'énergie indispensable afin de maintenir les tensions du pont capacitif à leurs valeurs de référence.

Le modèle en puissance moyenne de l'ensemble source-convertisseur-charge permet l'élaboration d'une solution de contrôle des tensions aux bornes des condensateurs. Le courant du réseau est ainsi asservi à une référence qui se compose d'un terme alternatif à la fréquence fondamentale et en phase avec la tension du réseau et d'un terme continu nécessaire pour l'équilibrage des tensions du pont capacitif.

La régulation en valeur moyenne nous impose alors de définir une structure de filtre permettant de supprimer les ondulations dont la fréquence est connue. Le filtre résonnant mis en oeuvre, bien que peu efficace en basse fréquence, se présente comme une excellente solution.

Associé à la commande en puissance moyenne, le contrôle des tensions aux bornes des condensateurs s'avère particulièrement efficace en régime établi. Le courant réseau devient purement sinusoïdal et en phase avec la tension, entraînant ainsi un facteur de puissance unitaire pour l'installation, ce qui représente l'intérêt majeur de cette solution.

CHAPITRE VI

REALISATION EXPERIMENTALE

VI.1 - Cahier des charges

L'objectif est de réaliser une platine expérimentale comprenant :

- **une partie puissance** permettant d'alimenter séparément les enroulements statoriques de la machine asynchrone diphasée ; la structure retenue est celle du **convertisseur 3/2** à laquelle on associe tous les organes de sécurité, de mesure des signaux et d'interfaçage avec la partie commande,
- **une partie commande** articulée autour d'une carte comportant un **processeur de signal** du type ADSP-2181 de chez Analog Devices. Elle est le support de l'algorithme de régulation de vitesse et des procédures de contrôle des modes de marche.

Les actions à mener dans ce cadre sont importantes :

- câblage de la partie puissance à partir d'un matériel existant,
- réalisation de la quasi totalité des cartes d'interfaçage entre les parties puissance et commande (du schéma fonctionnel à la réalisation pratique),
- programmation de l'algorithme de régulation et des procédures de défaut en langage assembleur.

VI.2 - Architecture matérielle

VI.2.1 - Organisation fonctionnelle de la platine expérimentale

L'annexe 2 présente une série de photos de la maquette et permet ainsi de localiser les différents modules de la platine expérimentale représentés sur la figure VI.1.

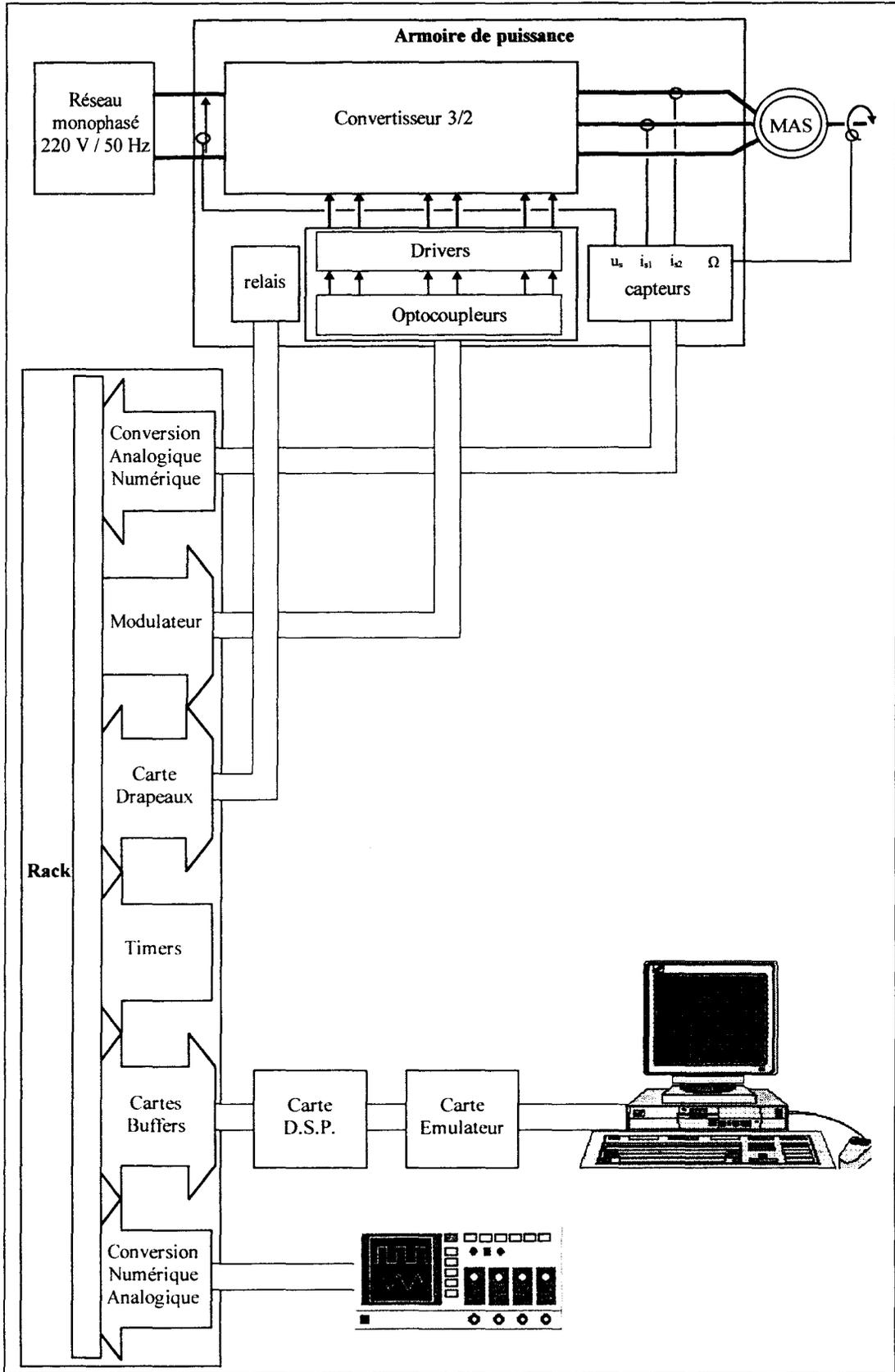


Figure VI.1 - Organisation fonctionnelle de la platine expérimentale.

VI.2.2 - Modules fonctionnels

Cette partie précise les fonctions remplies par chaque module représenté sur le schéma de l'organisation fonctionnelle de la maquette expérimentale et détaille la solution technologique choisie pour y parvenir.

VI.2.2.1 - L'armoire de puissance

A - Le convertisseur 3/2

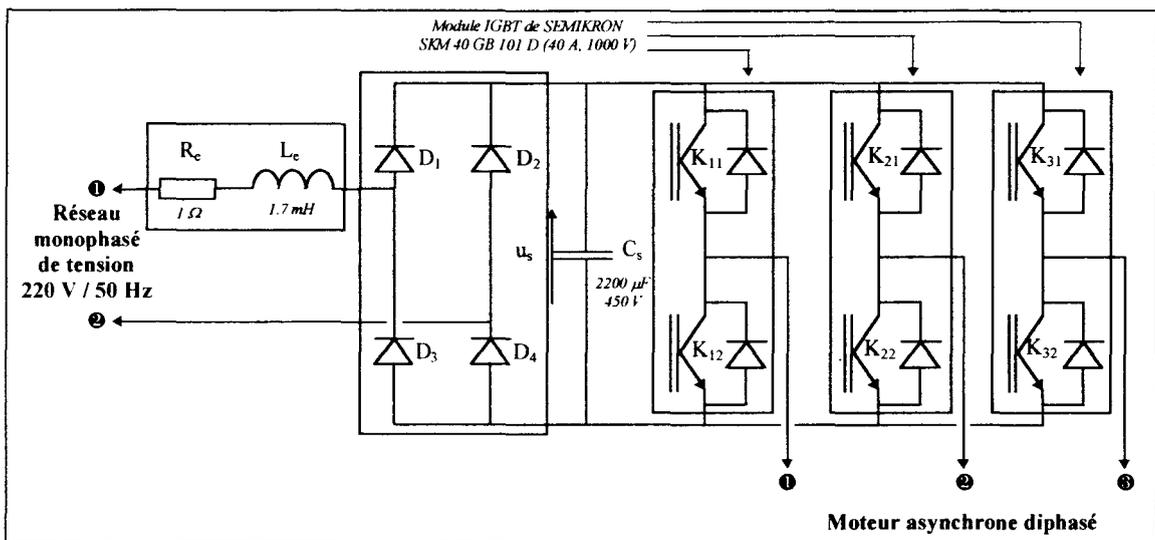


Figure VI.2 - Schéma structurel du convertisseur 3/2.

Le convertisseur 3/2 est composé de trois cellules de commutation à deux interrupteurs. La commande en modulation de largeur d'impulsion nécessite l'emploi d'interrupteurs bidirectionnels en courant et unidirectionnel en tension. L'utilisation à faible puissance et haute fréquence de commutation nous amène au choix de transistors IGBT. La source de tension du pont est obtenue par un montage redresseur classique appliqué sur la tension du réseau.

B - Les cartes drivers

Les drivers assurent la mise en forme des ordres d'ouverture et de fermeture des interrupteurs provenant de la commande. Deux circuits sont couplés dans un boîtier et le choix

de composants externes permet de définir le temps mort entre l'ouverture et la fermeture des interrupteurs complémentaires d'une même cellule. Il est fixé à $0.5 \mu\text{s}$ pour notre application.

Ils permettent également un isolement galvanique entre la puissance et la commande.

Cette fonction est réalisée par trois modules SEMIKRON du type SKHI 21. Ceux-ci prennent également en compte la surveillance de l'interrupteur commandé. Ainsi, s'ils détectent un défaut particulier (absence de tension, court-circuit), ils interviennent de manière autonome en bloquant le transfert des ordres d'ouverture et de fermeture, et placent les deux interrupteurs de la cellule de commutation en défaut en position ouvert. Les drivers disposent sur leurs broches d'un signal de défaut de type variable booléenne. Sa prise en compte dans la commande permet alors de réagir en conséquence (procédure d'arrêt de l'essai, signalisation du défaut à l'opérateur, ...).

C - La carte optocoupleurs

La commande transmet via le modulateur les trois fonctions de connexion des interrupteurs supérieurs f_{11} , f_{21} et f_{31} . La carte optocoupleur a pour rôle de définir les fonctions de connexion complémentaires attachées aux interrupteurs inférieurs f_{12} , f_{22} et f_{32} . Elle réalise également un second isolement galvanique permettant de s'affranchir totalement de tout problèmes éventuels.

D - La carte capteurs

Les signaux à capter sont au nombre de quatre :

- la tension u_s aux bornes du condensateur du convertisseur,
- les courants i_{s1} et i_{s2} dans les phases statoriques de la machine asynchrone diphasée,
- la vitesse de rotation de la machine.

Les trois grandeurs électriques sont mesurées à l'aide de capteurs du type LEM (LA 25-NP pour les courants et LV 25-P pour la tension) tandis que la vitesse mécanique est captée par une dynamo tachymétrique montée en bout d'arbre du banc moteur.

L'utilisation des correcteurs résonnants pour l'asservissement des courants impose de ne pas recourir au filtrage des mesures afin d'éviter tout déphasage entre le signal de sortie et le courant réel. Il est en effet primordial dans l'optique de l'application d'une commande vectorielle à flux rotorique orienté, de suivre sans erreur les courants de consigne. L'absence de traitement des signaux de mesure ne s'avère pas préjudiciable pour la qualité de la commande réalisée de par la nature intrinsèque des correcteurs résonnants de filtrer les fréquences autres que celle d'utilisation.

La figure VI.3 présente le schéma structurel du filtre retenu pour les traitements de la tension et de la vitesse mesurées.

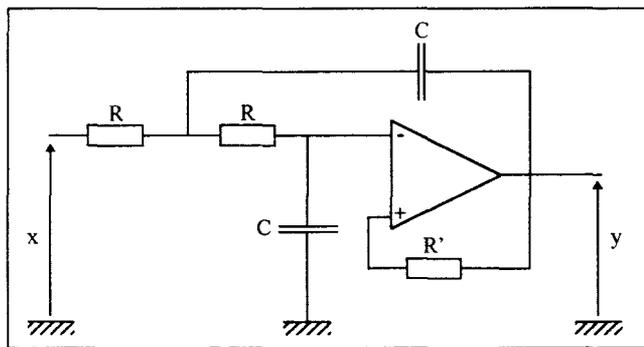


Figure VI.3 - Filtre de Sallen-Kay.

Appelé filtre de Sallen-Kay, il présente la transmittance suivante :

$$\frac{y}{x} = \frac{1}{1 + 2.R.C.s + R^2.C^2.s^2} \quad (\text{VI.1})$$

Filtre passe-bas, sa fréquence de coupure est réglée à 2 kHz afin de supprimer les perturbations de hautes fréquences présentes sur les mesures.

E - La carte relais

La carte relais supporte comme son nom l'indique, les relais nécessaires à la commande des contacteurs de puissance ; ils assurent le conditionnement des signaux logiques de commande en ordres de fermeture ou d'ouverture des contacteurs.

Deux contacteurs, placés sur la ligne du réseau et la sortie du convertisseur, assurent la mise en route du système par programmation via la carte relais. Le contrôle des modes de marche permet par logiciel de déconnecter rapidement l'ensemble source-convertisseur-charge par ouverture des contacteurs.

VI.2.2.2 - Le rack

Le rack assure la connexion des cartes d'interfaçages du processeur de signal. Il propose pour cela un bus de commande en fond de panier qui regroupe l'ensemble des signaux de données, d'adresses et de contrôles permettant à la fois le pilotage des cartes externes par le processeur de signal et le transfert d'informations nécessaires à l'élaboration de la commande souhaitée.

A - La carte timer

La carte timer regroupe toutes les horloges qui vont cadencer les opérations :

- l'échantillonnage de la commande ($f_e = 5000$ Hz),
- la fréquence de cadencage de la Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI à 5 kHz
⇒ horloge à 1 MHz)

Elaborées par un même composant, ces horloges sont choisies synchrones.

La carte timer supporte un composant dédié à cette application : le circuit Am6513A de chez Advanced Micro Devices. Fournissant cinq signaux de sortie, il propose de nombreuses options de cadencage (horloges synchrone, asynchrone, compteurs d'événements, ...). Ce composant est programmable par le biais d'un bus de données. Ainsi, lors d'une phase d'initialisation, le timer est configuré en soft afin de fournir les horloges souhaitées ; on contrôle ainsi parfaitement la synchronisation des horloges et l'instant initial de mise en route du cadencage.

B - La carte modulateur

La carte modulateur assure la Modulation de Largeur d'Impulsion des fonctions génératrices de connexion. Le rapport cyclique de la fonction de connexion $f(t)$ est calculé à chaque période de modulation T_m en fonction de l'amplitude de la fonction génératrice de connexion $f_g(q, t)$ (figure VI.4).

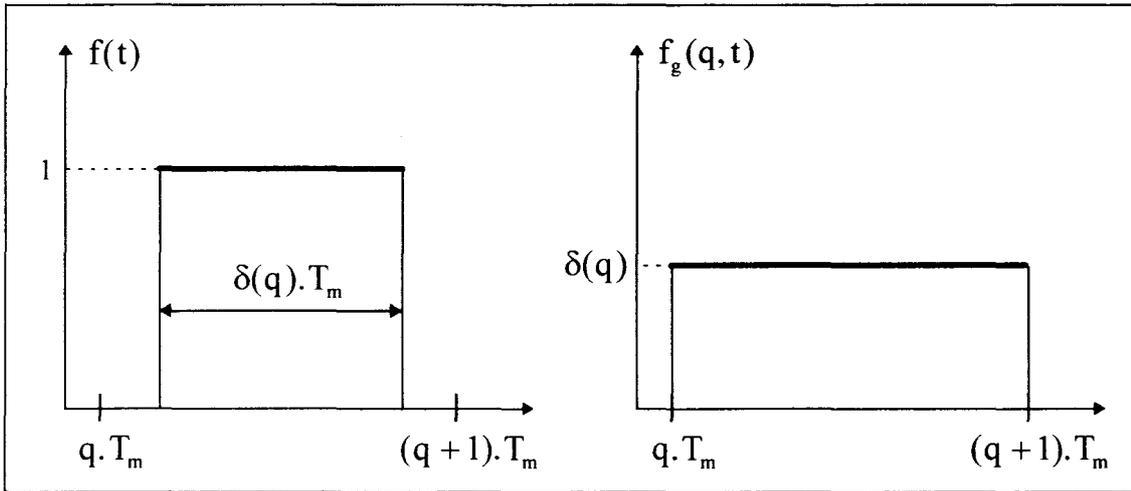


Figure VI.4 - Fonction de connexion et fonction génératrice de connexion.

La réalisation pratique de ce modulateur est basée sur l'utilisation de mémoires programmables du type EPROM (M27C1001, 128 K x 8).

La fonction génératrice de connexion provient de la commande par un codage numérique de 8 bits. Placé sur les bits d'adressage de poids fort de la mémoire EPROM (figure VI.5), ce mot définit un numéro de page (200 pages au total). Une page correspond à un espace mémoire de 400 cases (ou lignes) qui contient le profil de la fonction de connexion sur une période de modulation.

Un signal d'horloge provenant de la carte timer permet d'incrémenter la sortie d'un compteur codée sur 9 bits. Placé sur les bits d'adressage de poids faible de la mémoire EPROM, ce code permet de venir scruter les 400 lignes (ou cases mémoire) de la page en cours. L'horloge fonctionnant à 1 Mhz, la lecture de l'ensemble des lignes de la page se fait à la fréquence de la modulation égale à 5 kHz.

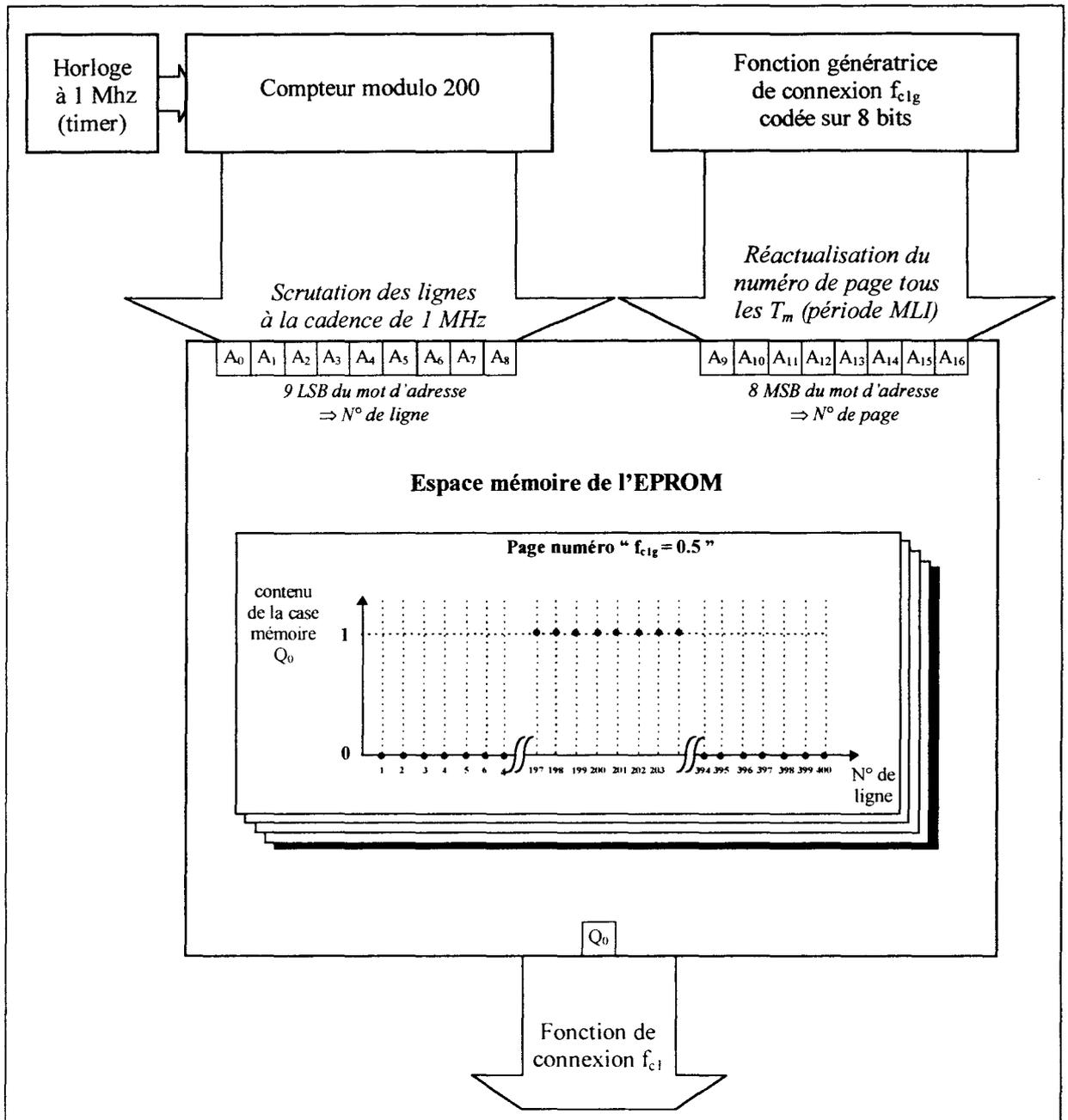


Figure VI.5 - Architecture fonctionnelle du modulateur pour une cellule d'interrupteurs.

La mémoire EPROM propose alors en sortie Q_0 le contenu de la case mémoire qui correspond à la fonction de connexion f_{c1} .

Ce type de modulateur permet de réaliser une Modulation de Largeur d'Impulsion de type centré.

C - La carte drapeaux

Cette carte propose des variables logiques d'entrée ou de sortie, appelées drapeaux, provenant du processeur de signal. Leur mise à l'état bas ou haut par programmation permet la commande via la carte relais des contacteurs de puissance (drapeaux de sortie). Les drapeaux d'entrée non utilisés pour notre application peuvent être dédiés à des actions de surveillance ne nécessitant pas un arrêt de toute urgence (déclenchement thermique, ...).

D - La carte de Conversion Analogique Numérique

Les signaux issus de la carte capteurs sont placés en entrée d'un module de conversion analogique numérique. La valeur analogique comprise dans une gamme de valeurs de +/- 10 volts est alors codifiée sous la forme d'un mot logique de 12 bits (4.88 mV/bit).

Le composant de Conversion Analogique Numérique retenu est un circuit MAXIM 197 de chez MAXIM. Il possède 8 voies analogiques en entrée, transfère les données sur un bus parallèle et a un temps de conversion de 6 μ s.

Il propose la lecture du mot de conversion en deux vagues par le processeur de signal ; la première transfère les 8 bits de poids faible et la seconde les 4 bits de poids fort.

E - La carte de Conversion Numérique Analogique

Cette carte permet la visualisation à l'oscilloscope numérique de grandeurs issues de la commande et provenant du processeur de signal (courant magnétisant de la machine, pulsation rotorique estimée, ...).

Le composant utilisé est un circuit DAC-8562 de chez Analog Devices. Il convertit un nombre codé sur 12 bits provenant du processeur de signal en un signal analogique d'amplitude comprise entre 0 et 4 V (1mV/bit).

F - Les cartes buffers

Elles assurent l'amplification de tous les signaux reliés avec une broche du processeur de signal. Un signal doit parfois parcourir plusieurs dizaines de centimètres de câble avant de parvenir au composant concerné ; une amplification de ce signal est alors indispensable.

Les cartes buffers protègent également le processeur de signal contre tout conflit pouvant survenir sur le bus de commande en empêchant par exemple, le retour accidentel d'une donnée issue d'une carte d'interfaçage vers une broche de sortie du composant DSP (Digital Signal Processing = processeur de signal).

VI.2.2.3 - La carte Emulateur

Cette carte réalise l'interfaçage entre l'opérateur et la carte processeur de signal ; elle est reliée par le port série de l'ordinateur, support des logiciels d'exploitation du processeur de signal.

La présence de l'émulateur est nécessaire tant que l'on est en phase de développement. A terme, l'opérateur peut charger son programme directement sur une mémoire EPROM présente sur la carte DSP, supprimant ainsi l'émulateur. L'ordinateur est alors dédié à des tâches de supervision qui ne permettent en aucun cas la modification du programme.

VI.2.2.4 - La carte support du Processeur de Signal

La carte processeur de signal est le coeur du système ; elle supporte le composant ADSP-2181 de chez Analog Devices. L'architecture interne ainsi que la programmation de ce composant font l'objet de la suite de ce chapitre.

VI.3 - Organisation logicielle

VI.3.1 - Architecture interne du processeur de signal ADSP-2181

Le composant ADSP-2181 est un processeur de signal 16 bits à virgule fixe de la famille 21xx de chez Analog Devices ; il est dédié aux applications numériques rapides.

Les principales caractéristiques du DSP 2181 sont les suivantes :

- une unité de calcul arithmétique et logique (ALU),
 - une unité de multiplication accumulation (MAC),
 - un registre à décalage,
 - deux générateurs d'adresse,
-

- 16 K mots de mémoire interne de données,
- 16 K mots de mémoire interne de programmes,
- deux ports séries synchrones,
- un timer 16 bits,
- 13 drapeaux dont huit programmables en entrée ou en sortie,
- des accès facilités et rapides vers des mémoires externes ou vers un processeur esclave/maître,
- un temps de cycle de 33 ns pour une fréquence d'horloge de 33 MHz.

Une partie de son architecture interne, commune à l'ensemble des composants de la famille, est représentée sur la figure VI.6.

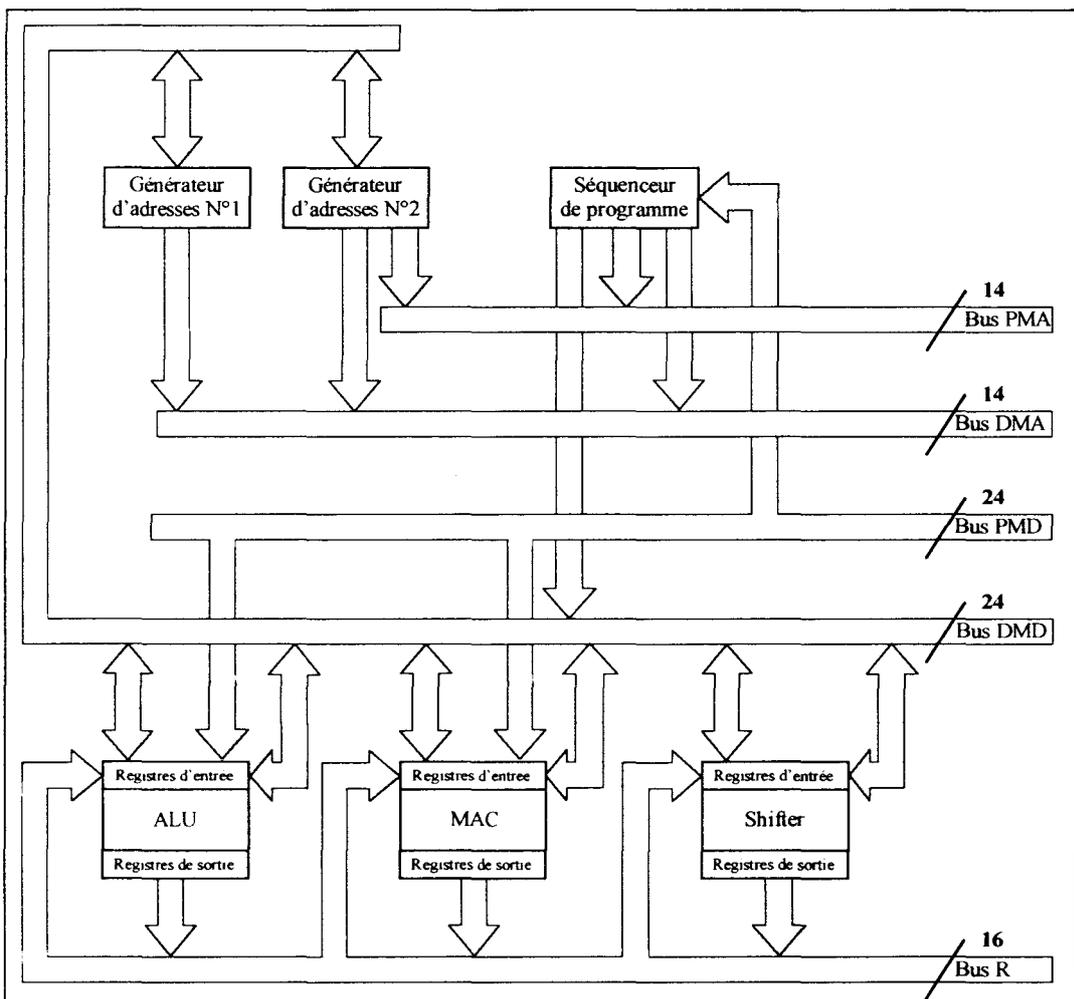


Figure VI.6 - Architecture interne des DSP de la famille 21xx.

Les bus d'adresses et de données des mémoires de programmes et de données sont séparés ; ce qui permet au DSP de lire simultanément les deux bus en un seul cycle d'horloge.

VI.3.2 - Gestion des interruptions

Une interruption correspond à une variable booléenne qui change d'état sur un évènement bien défini. Le processeur de signal peut interpréter la séquence de trois manières distinctes :

- dès que l'évènement se produit, le DSP interrompt le programme en cours et traite la procédure rattachée à cette interruption. C'est le cas de situation se présentant pour une demande d'arrêt d'urgence par exemple. Lorsque la procédure est achevée, le processeur de signal reprend le programme là où il s'était arrêté.

- l'interruption est masquée ; c'est à dire que le DSP a mémorisé l'évènement mais que la partie de programme en cours n'autorise pas son interruption immédiate. Dès que le masque sera retiré, la procédure rattachée à l'interruption pourra alors être traitée. C'est le cas pour un arrêt normal du système où il est préférable d'achever le déroulement du programme en cours.

- l'interruption est inactivée ; bien que l'évènement se produise, le DSP n'en tient pas compte et ne mémorise pas l'information. La réactivation future de l'interruption n'entraîne dès lors aucun traitement de la procédure concernée.

L'interruption ou variable booléenne peut provenir de différentes sources. Le processeur de signal nous propose les différents types suivants :

- des interruptions physiques qui sont présentes sur les broches du composant. Ainsi, un bouton poussoir dont l'actionnement est assimilé à la demande d'un arrêt d'urgence peut être à l'origine d'une variable logique placée sur une broche d'interruption.

- une interruption programmable par le timer interne au DSP ; celle-ci peut être utile pour traiter périodiquement un algorithme de régulation placé dans la procédure

concernée par l'interruption. On réalise ainsi un échantillonnage de la commande.

- des interruptions internes au DSP ; le processeur possède deux ports séries qui lors de leur utilisation, génèrent des interruptions spécifiques pour informer de la fin du transfert. Le DSP peut également être associé en tant que maître/esclave à un autre composant. S'il est esclave, le processeur maître valide une interruption lors d'un accès dans sa mémoire.

Chacune de ses interruptions peut être à tout moment masquée, validée ou inactivée par programmation. Lorsqu'elles sont valides et que plusieurs interruptions se produisent successivement, une hiérarchie rigide définit l'interruption à traiter en priorité. Ainsi, si le DSP parcourt une procédure liée à une interruption et si une autre interruption de niveau de priorité supérieure intervient, alors il stoppe l'exécution en cours et passe au traitement de la nouvelle procédure.

VI.3.3 - Langage de programmation

Le langage de programmation du DSP 2181 est l'assembleur. Un jeu d'instructions offre des possibilités importantes de traitement des données. Chaque instruction est traitée en un seul cycle d'horloge (33 ns), certaines permettant même un mouvement de données et un calcul simultanément. La syntaxe de l'assembleur proposé permet une prise en main rapide du composant et facilite la lecture des programmes.

VI.3.4 - Codification des nombres

Le format de représentation interne des nombres du processeur de signal ADSP-2181 est le format fixé sur 16 bits.

Un tel codage entraîne de fortes dérives sur le résultat dès lors que l'on souhaite par exemple, multiplier deux nombres de valeurs très éloignées. Prenons par exemple un nombre de valeur égale à 1000. Sa codification en virgule fixe non signée nécessite un format minimal de (10.5), c'est à dire 10 bits avant la virgule et 5 à droite. Son code est le suivant :

$$(1000)_{10} \Rightarrow (1111101000.00000)_2$$

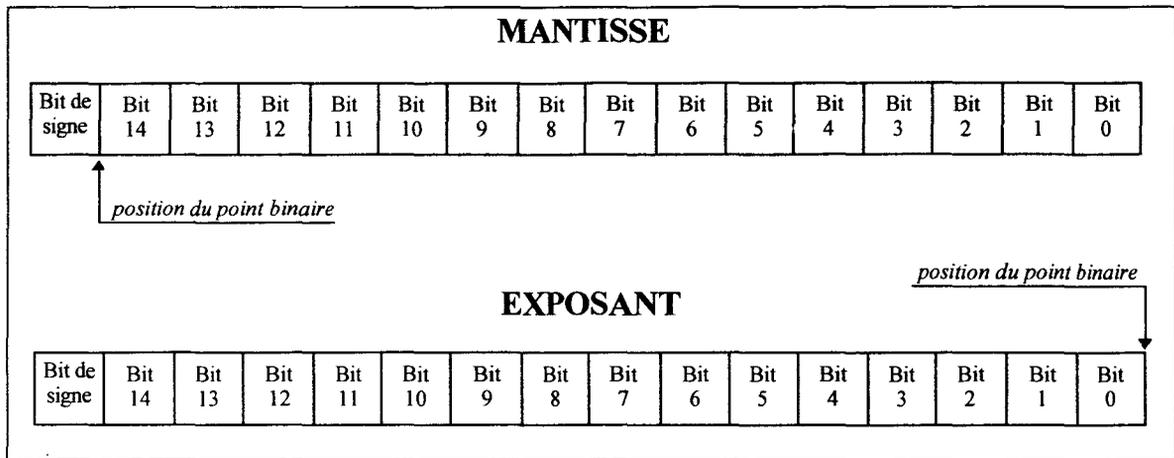


Figure VI.8 - Format de représentation des nombres en virgule flottante.

Le passage à ce type de codification des nombres permet une précision sur les calculs bien supérieure à celle nécessaire pour notre application. Il faut toutefois être conscient du fait que les procédures de calcul en virgule flottante sont à écrire. Ainsi, la réalisation de la multiplication nécessite dans cette configuration une dizaine d'instructions et donc un temps de cycle de 300 ns au lieu de 30 ns pour la notation en virgule fixe. Une addition demande 15 cycles soit 450 ns au lieu de 45 ns. L'annexe I présente les procédures en langage assembleur de ces opérations de calcul.

La souplesse de calcul obtenue en virgule flottante entraîne inévitablement des procédures beaucoup plus longues en durée et il faut être certain à ce titre, de pouvoir réaliser l'ensemble des opérations nécessaires à l'algorithme de commande implanté dans le processeur durant une période d'échantillonnage.

VI.4 - Programmation de l'algorithme de régulation

VI.4.1 - Structure du programme

La programmation débute par l'attribution des interruptions. Le tableau de la figure VI.9 présente la synthèse des choix effectués.

Interruption	Priorité	Actionneur	Procédure rattachée
IRQ2	Maximale	<ul style="list-style-type: none"> • Arrêt d'urgence manuel • Signal de défaut drivers 	Demande d'arrêt d'urgence
IRQE	Médium	<ul style="list-style-type: none"> • Bouton poussoir sur carte DSP 	Arrêt de l'installation
IRQL0	Minimale	<ul style="list-style-type: none"> • Signal d'horloge à 5 Khz de la carte timer externe 	Programme principal (Algorithme de régulation)

Figure VI.9 - Tableau des interruptions.

Toutes les autres interruptions sont inutilisées pour notre application. La figure VI.10 détaille le contenu des procédures rattachées aux interruptions.

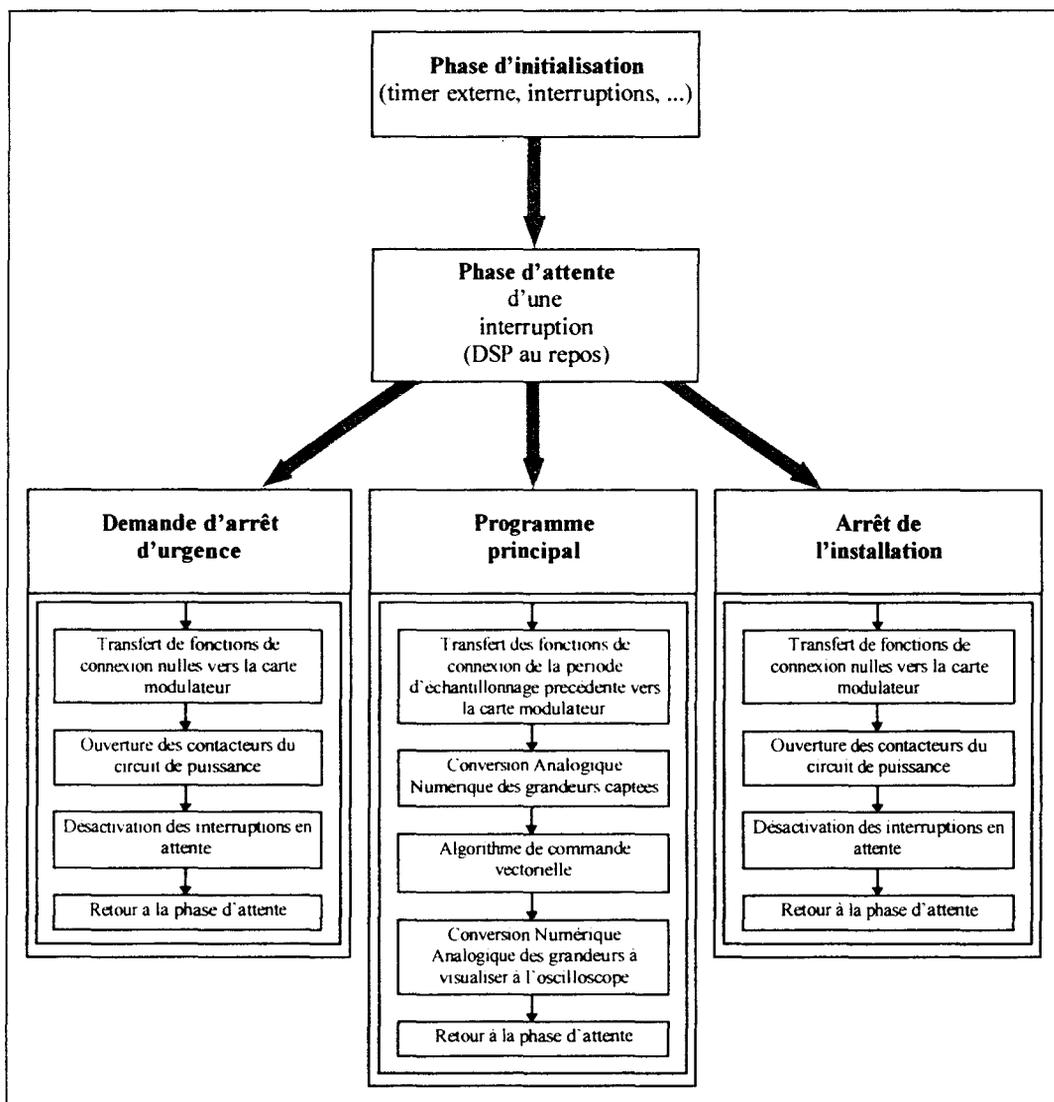


Figure VI.10 - Traitement des interruptions.

Bien que les phases d'arrêt d'urgence et d'arrêt de l'installation soient identiques en apparence, elles présentent cependant quelques différences non explicitées sur le schéma. De plus, l'éthique veut que l'on distingue la procédure d'urgence de celle d'arrêt du système.

VI.4.2 - Exemple de programmation : le correcteur résonnant

La transmittance discrétisée du correcteur résonnant est la suivante (équation III.26) :

$$C(z) = \frac{N_0 + N_1 \cdot z + N_2 \cdot z^2}{D_0 + D_1 \cdot z + z^2} \quad (\text{VI.3})$$

Cette fonction de transfert est modifiée afin de faire apparaître des puissances négatives de « z » :

$$C(z) = \frac{N_0 \cdot z^{-2} + N_1 \cdot z^{-1} + N_2}{D_0 \cdot z^{-2} + D_1 \cdot z^{-1} + 1} \quad (\text{VI.4})$$

Si on pose $C(z) = y(z) / e(z)$ alors on peut écrire :

$$y(z) \cdot (D_0 \cdot z^{-2} + D_1 \cdot z^{-1} + 1) = e(z) \cdot (N_0 \cdot z^{-2} + N_1 \cdot z^{-1} + N_2) \quad (\text{VI.5})$$

On construit la structure directe de cette transmittance (figure VI.11).

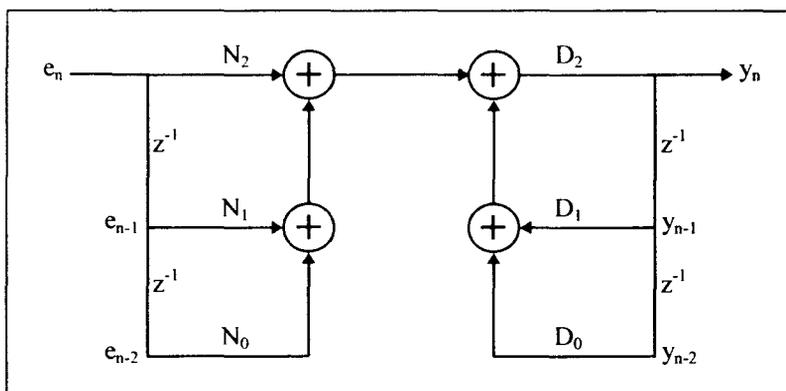


Figure VI.11 - Structure directe de la transmittance du correcteur résonnant.

La programmation du correcteur résonnant consiste alors à conserver en mémoire la valeur actuelle de l'erreur « e » ainsi que celles correspondant aux deux périodes d'échantillonnage

actuelle de l'erreur « e » ainsi que celles correspondant aux deux périodes d'échantillonnage précédentes. On fait de même pour la grandeur de sortie ; le calcul de la nouvelle valeur de sortie s'effectue alors par une succession d'opérations de multiplication et d'accumulation.

VI.4.3 - Durée des procédures

Procédure	Nombre de cycles	Durée (en μs)
Addition	15	0.45
Multiplication	10	0.3
Division	28	0.84
Transfert des fonctions de connexion vers la carte modulateur	16	0.48
Conversion Analogique Numérique avec codification en flottant	96	12.88
Intégration de la pulsation statorique	95	2.85
Calcul d'un cosinus	204	6.12
Calcul d'un sinus	165	4.95
Estimateur du courant magnétisant	71	2.13
Estimateur de la pulsation rotorique	89	2.67
Relation d'autopilotage	10	0.3
Correcteur de vitesse (boucles interne et externe)	108	3.24
Passage du repère (d,q) au repère des enroulements statoriques	536	16
Calcul des coefficients du correcteur résonnant	167	5
Correcteur résonnant	150	4.5
Calcul d'une fonction de conversion	39	1.17
Calcul des fonctions de connexion (méthode du tri optimisé)	196	5.88
Conversion Numérique Analogique	46	1.42

Figure VI.12 - Nombre de cycles et durée des procédures de l'algorithme de commande.

Le tableau de la figure VI.12 présente le nombre de cycles et la durée correspondante, requis par différentes procédures internes au programme principal.

L'ensemble de l'algorithme de régulation nécessite un nombre de cycles proche de 5500, ce qui correspond à une durée de traitement de la procédure de 165 μ s environ. Cette information nous permet de fixer la fréquence d'échantillonnage de la commande sans aucun risque de dépassement ; elle est choisie égale à 5000 Khz.

VI - Conclusion

La maquette expérimentale réalisée a permis de vérifier les acquis théoriques établis précédemment :

- la **modulation de largeur d'impulsion**,
- l'**asservissement de grandeurs alternatives par les correcteurs résonnants**,
- la **commande vectorielle à flux rotorique orienté du moteur asynchrone diphasé**.

Cependant, aucun essai expérimental ne permet de valider l'alimentation économique développée dans le chapitre V et cela, pour plusieurs raisons :

- la réalisation complète de la maquette (conception, élaboration, tests de validation) requiert un temps de développement assez long,
- la mise au point des différents programmes, liés aux tests pratiques effectués, nécessite de simuler systématiquement leur bon déroulement (à l'aide du simulateur fournit avec les logiciels de développement du DSP 2181) afin d'éviter toute détérioration de matériel. Chaque programme, même s'il reprend en bonne partie les procédures développées pour le précédent, nécessite un temps de mise au point relativement long.
- les moyens engagés pour cette réalisation pratique n'ont pas permis de s'affranchir des problèmes liés à la compatibilité électromagnétique, et l'expérience montre que dans ce cas, la partie commande est fortement perturbée par la partie puissance. Un investissement coûteux en temps est alors nécessaire pour remédier aux problèmes rencontrés.

CONCLUSION GENERALE

Conclusion générale

La structure de correcteur résonnant présentée dans le cadre de l'asservissement d'une grandeur alternative **est sans nul doute le point fort des travaux présentés**. Ses qualités de suivi de trajectoire sont excellentes et font de lui, la solution incontournable de ce type de problème. Présentant une robustesse extrême vis-à-vis de la variation paramétrique du processus, il est particulièrement indiqué pour des applications de contrôle des machines alternatives. Intégré au sein de la commande vectorielle, il permet un contrôle des courants dans le repère naturel des enroulements et évite ainsi l'élaboration d'un module de découplage des tensions statoriques. On s'affranchit ainsi des effets de la variation des paramètres de la machine sur la qualité du découplage effectué.

Le contrôle des courants dans le repère des enroulements statoriques est à la base de la **commande vectorielle à flux rotorique orientée développée pour le moteur asynchrone diphasé déséquilibré**. Cette stratégie de contrôle est particulièrement novatrice sur ce modèle de machine. En effet, cantonnée à des applications typées tels que le pompage ou le convoyage, cette machine ne doit son existence actuelle que par le caractère monophasé de son alimentation. Les travaux relatifs à sa commande sont peu nombreux et s'appliquent à respecter un critère économique draconien quant au nombre d'interrupteurs de puissance utilisé. Cette restriction s'accompagne inévitablement d'une souplesse de commande en vitesse peu satisfaisante et ne fait que conforter le sentiment d'une machine vouée à une utilisation en direct sur le réseau. Néanmoins, ce moteur semble être disposé, de par la nature diphasée de son stator, à la commande vectorielle ; les travaux réalisés ont montrés en outre qu'un déséquilibre des enroulements statoriques n'était pas une barrière à cette application et qu'il suffisait simplement de respecter une loi sur les courants pour « rééquilibrer » la machine. Pourquoi dès lors, ne remplacerait-elle pas dans la gamme des petites puissances, les machines asynchrones triphasées classiquement employées en variation de vitesse ? Peut-on s'attacher simplement à un critère de puissance massique qui avouons-le, n'est pas particulièrement indiqué dans cette gamme de puissance (quelques dizaines à quelques centaines de watts) ?

L'utilisation du moteur diphasé, associé à une stratégie de commande vectorielle, permet de plus d'économiser par rapport à la solution triphasée, une cellule de commutation. On a recours pour cela à une alimentation de la machine par un convertisseur 3/2 à point milieu capacitif. La troisième cellule d'interrupteurs peut toutefois être maintenue dans la structure et jouer le rôle de modulateur de la puissance du réseau vers le pont capacitif. On élabore ainsi une **alimentation économique du moteur asynchrone diphasé**. Le contrôle du courant réseau permet d'obtenir en régime établi de la vitesse du moteur une faible pollution harmonique de l'installation. Précisons qu'à nombre d'interrupteurs équivalent, la solution triphasée nécessite un transformateur et un pont de diodes afin d'alimenter les condensateurs du convertisseur. Le facteur de puissance au réseau n'est dès lors pas comparable à la solution proposée. **Cet ensemble, constitué du correcteur résonnant inclus dans la commande vectorielle de la machine diphasée et de l'alimentation économique développée, se présente indéniablement comme une alternative intéressante au choix classique de la solution triphasée.**

Il est bien manifeste que l'ensemble des travaux présentés s'applique tout autant à la machine asynchrone triphasée. Le correcteur résonnant permet le développement du contrôle des courants de ce moteur dans le repère des enroulements au même titre que la machine diphasée. L'alimentation économique est sans conteste applicable à la machine triphasée. Il suffit d'ajouter une quatrième cellule d'interrupteurs aux trois déjà nécessaires. Dégradant quelque peu le caractère économique, on conserve cependant le critère de faible pollution harmonique en régime établi. Enfin, la commande vectorielle de la machine asynchrone diphasée déséquilibrée peut intéresser l'utilisateur de la machine triphasée en ce sens que le déséquilibre statorique se retrouve lors d'un fonctionnement en mode dégradé. Une étude des forces magnétomotrices de la machine triphasée lors de l'absence d'une phase permettrait d'établir une loi sur les courants statoriques analogue à celle du moteur diphasé déséquilibré ; dans ce cas là, le contrôle des courants dans le repère naturel des enroulements s'impose à nouveau. Pourquoi dès lors ne pas prévoir un basculement de la commande vectorielle normale à celle en mode dégradé de la machine asynchrone triphasée afin de maintenir le contrôle de la vitesse de rotation ? Des travaux futurs permettront sûrement de répondre à cette question.

BIBLIOGRAPHIE

- [A. DEVICES, 93]** Analog Devices
« Digital Signal Processing Applications - Using the ADSP-2100 Family »
Edition Prentice Hall, 1993
- [BADAROU, 90]** R. Badarou
« Commande de la machine à induction monophasée par convertisseur alternatif-alternatif. »
Thèse de doctorat en électrotechnique de l'Université de Montpellier II, décembre 1990.
- [BEYAERT, 58]** R. Beyaert
« Les petits moteurs électriques. »
Troisième édition
Edition Dunod.
- [CAMBRONNE, 96]** J. P. Cambronne, Ph. Lemoigne, J. P. Hautier
« Synthèse d'un onduleur de tension. »
Journal de Physique III, juillet 1999, pages 575-778.
- [CAPOLINO, 87]** G.-A. Capolino
« Contribution à la modélisation et à la simulation des machines asynchrones monophasées à condensateur ».
Thèse d'habilitation de l'Institut National Polytechnique de Grenoble, 1987.
- [CARON, 95]** J.-P. Caron, J.-P. Hautier
« Modélisation et commande de la machine asynchrone ».
Méthodes et pratiques de l'ingénieur, éditions Technip.
- [COLLINS, 92]** E. R. Collins
« Torque and slip behavior of single-phase induction motors driven from variable frequency supplies ».
IEEE Transactions on Industry Applications, 1992, vol. 28 - n°3 - pages 710-715.
- [DEGOBERT, 95]** Ph. Degobert, J. P. Hautier
« Interfaçage d'un onduleur de tension et d'un processeur de signal numérique en vue d'une utilisation temps réel optimale ».
Conférence DSP - Le traitement du signal et ses applications, Paris, 1995.

- [DEGOBERT, 97]** Ph. Degobert
« Formalisme pour la commande des machines électriques alimentées par convertisseurs statiques, application à la commande numérique d'un ensemble machine asynchrone - commutateur de courant ».
Thèse de doctorat de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, 1997.
- [DELEU, 97]** A. Deleu
« Méthodologie de description fonctionnelle pour la synthèse des commandes des convertisseurs bidirectionnels. Contrôle des commutations et algorithmes. »
Thèse de doctorat en génie électrique de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, mai 1997.
- [FRANCOIS, 95]** B. François, J. P. Cambronne, J. P. Hautier
« A new approach for synthetizing logic connection controllers in power converters.»
EPE'95 Séville (Espagne), septembre 1995 - pages 3/693-3/698.
- [GUILLAUD, 94]** X. Guillaud, J. P. Hautier
« Concepts de modélisation pour la commande des convertisseurs statiques. »
Journal de Physique Appliquée, avril 1994 - pages 805-819.
- [GUILLAUD, 96]** X. Guillaud, Ph. Degobert
« General control modelling of static converters and optimization of their conversion functions. »
5th international conference Electrimacs, septembre 1996, S^t Nazaire - pages 397-402.
- [HAUTIER, 95]** J. P. Hautier, X. Guillaud
« Le formalisme et les modèles hybrides appliqués à des convertisseurs statiques électroniques »
Revue Générale de l'Electricité, janvier 1995 - n°1 - pages 25-33.
- [HAUTIER, 96]** J. P. Hautier, J. Faucher
« Le Graphe Informationnel Cauca, outil de modélisation et de synthèse des commandes de processus électromécaniques ».
Bulletin de l'Union des Physiciens, Vol 90 - juin 1996 - pages 167-189.
- [HAUTIER, 97]** J. P. Hautier, J. P. Caron
« Systèmes automatiques, commande des processus ».
Editions ellipses, tome 2, 1997.
-

- [HOULDSWORTH, 84] J. A. Houldsworth, D. A. Grant
« The use of harmonic distortion to increase the output voltage of three phase PWM inverter ».
IEEE Transactions on Industry Applications, 1984, vol. 20 - n°5 - pages 1128-1224.
- [JULIAN, 95] A. L. Julian, R. S. Wallace, P. K. Sood
« Multi-speed control of single-phase induction motors for blower applications. »
IEEE Transactions on Power Electronics, 1995, vol. 10 - n°3 - pages 72-77.
- [KASTHA, 95] D. Kastha, B. K. Bose
« On-line search based pulsating torque compensation of a fault mode single phase variable frequency induction motor drive. »
IEEE Transactions on Industry Applications, 1995, vol. 31 - n°4 - pages 802-811.
- [LETTENMAIER, 91] T. A. Lettenmaier, D. W. Novotny, T. A. Lipo
« Single-phase induction motor with an electronically controlled capacitor. »
IEEE Transactions on Industry Applications, 1991, vol. 27 - n°1 - pages 38-43.
- [LIU, 95] T.H. Liu
« A maximum torque control with a controlled capacitor for a single-phase induction motor. »
IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1995, vol. 42 - n°1 - pages 17-24.
- [MANSOURI, 94] A. Mansouri, M. Abignoli, B. Laporte, D. Nassr
« Modélisation, commande optimisée en vitesse variable d'un moteur asynchrone monophasé. »
European Power Electronics Chapter Symposium, Lausanne, octobre 1994, pages 463-468.
- [Mc PHERSON, 90] G. Mc. Pherson, R. D. Laramore
« An introduction to electrical machines and transformers ».
second edition, Edition John Wiley and Sons, 1990.
- [MULJADI, 93] E. Muljadi, Y. Zhao, T.H. Liu, T. A. Lipo
« Adjustable ac capacitor for a single-phase induction motor. »
IEEE Transactions on Industry Applications, 1993, vol. 29 - n°3 - pages 479-484.
-

- [NASLIN, 66] P. Naslin
« Technologie et calcul pratique des systèmes asservis. »
Editions Dunod Paris, 1966.
- [RIOUAL, 93] P. Rioual
« Modélisation et commande d'un redresseur à MLI alimenté par un réseau déséquilibré. »
Thèse de doctorat en génie électrique de l'Ecole Normale Supérieure de Cachan, octobre 1993.
- [SEGUIER, 82] G. Segulier, F. Notelet
« Electrotechnique Industrielle. »
Editions Technique et Documentation, 1982.
- [SEURE, 86] B. Seure
« Sur un convertisseur direct réversible à transistors pour l'alimentation d'un moteur asynchrone diphasé. »
Thèse de doctorat en génie électrique de l'Université des Sciences et Techniques de Lille Flandres Artois, octobre 1986.
- [TRZYNADLOWSKY, 89] A. M. Trzynadlowsky
« Non sinusoidal modulating functions for three phase inverters. »
IEEE Transactions on Power Electronics, 1989 - vol. 4 - n°3.
- [UYEDA, 68] H. Kaminosono, K. Uyeda
« New measurement of synchronous machine quantities. »
IEEE Transactions on Power Apparatus, 1968, vol. A - n°11 - pages 1908-1918.
- [VANDECASTEELE, 96] F. Vandecasteele, X. Guillaud, Ph. Degobert
« Optimisation of switches control of three-phase inverter fed single-phase induction motor. »
Congrès CESA'96 Villeneuve d'Ascq (France).
- [WROBLEWSKI, 93] A. Wroblewski
« Sur la modélisation et la commande du moteur asynchrone monophasé ».
Mémoire d'ingénieur du Conservatoire National des Arts et Métiers, 1993.
-

Annexe 1

Routines de calcul du DSP 2181

L'annexe 1 présente les routines de calcul en notation flottante développées pour le processeur de signal ADSP-2181 de chez Analog Devices.

```

/*          Addition          */
/*  X1=M1,E1                */
/*  X2=M2,E2                */
/*  X=X1+X2                  */
/*          */
/*  Registres d'entrées: E1-->AX1  E2-->AY1  M1-->MX1  M2-->MY1 */
/*  Registres de sorties: E-->AR   M-->SR1                */
/*          */

```

addition:

```

AR=AX1-AY1;
if GT jump shiftp;
SE=AR;
MR1=MX1,AR=PASS AY1;
SR=ASHIFT MR1 (HI);
AX0=MY1;
AX1=AY1;
jump add;

```

shiftp: AF=PASS AR;

```

AR=-AF;
SE=AR;
MR1=MY1;
SR=ASHIFT MR1 (HI);
AX0=MX1;

```

add: AY1=SR1;

```

AR=AX0+AY1;
SE=EXP AR (HIX);
AY1=SE,SR=NORM AR (HI);
AR=AX1+AY1;
RTS;

```

addition_bis:

```

AF=AX0-AY0;
if GT jump shifty;
SI=AX1, AR=PASS AF;
SE=AR;
SR=ASHIFT SI (HI);
JUMP addit;

```

shifty: SI=AY1, AR=-AF;
SE=AR;

```

SR=ASHIFT SI (HI), AY1=AX1;
AY0=AX0;
addit: AR=SR1+AY1;
SE=EXP AR (HIX);
AX0=SE, SR=NORM AR (HI);
AR=AX0+AY0;
RTS;

```

```

/*          Soustraction          */
/* X1=M1,E1                       */
/* X2=M2,E2                       */
/* X=X1-X2                         */
/*          _____          */
/* Registres d'entrées: E1-->AX1   E2-->AY1   M1-->MX1   M2-->MY1   */
/* Registres de sorties: E-->AR    M-->SR1                       */
/*          _____          */

```

```

soustraction:
AR=AY1+1;
AY1=AR;
SI=MY1;
AX0=MY1;
AR=PASS AX0;
if LT jump sous_1;
SR=LSHIFT SI by -1 (LO);
jump sous_2;
sous_1:
SR=ASHIFT SI by -1 (LO);
sous_2:
AR=-SR0;
MY1=AR;
call addition;
RTS;

```

```

/*          Multiplication          */
/* X1=M1,E1                       */
/* X2=M2,E2                       */
/* X=X1*X2 avec M=M1*M2 et E=E1+E2 */
/*          _____          */
/* Registres d'entrées: E1-->AX0   E2-->AY0   M1-->AX1   M2-->AY1   */
/* Registres de sorties: E-->AR    M-->SR1                       */
/*          _____          */

```

```

multiplication:
AF=AX0+AY0,MX1=AX1;
MY1=AY1;
MR=MX1*MY1 (RND);
if MV SAT MR;
SE=EXP MR1 (HI);
AX0=SE;
AR=AX0+AF;
SR=NORM MR1 (HI);
RTS;

```

```

/*          Division          */
/*  X1=M1,E1          */
/*  X2=M2,E2          */
/*  X=X1/X2          */
/*          */
/*  Registres d'entrées: E1-->AX0  E2-->AY0  M1-->AX1  M2-->AY1  */
/*  Registres de sorties: E-->AR   M-->SR1          */
/*          */

```

division:

```

SR0=AY1,AR=ABS AX1;
SR1=AR,AF=ABS SR0;
SI=AX1,AR=SR1-AF;
if LT jump divide;
SR=ASHIFT SI BY -1 (LO);
AF=PASS AX0;
AR=AF+1,AX1=SR0;
AX0=AR;

```

divide: AR=AX0-AY0,AY0=MR1;

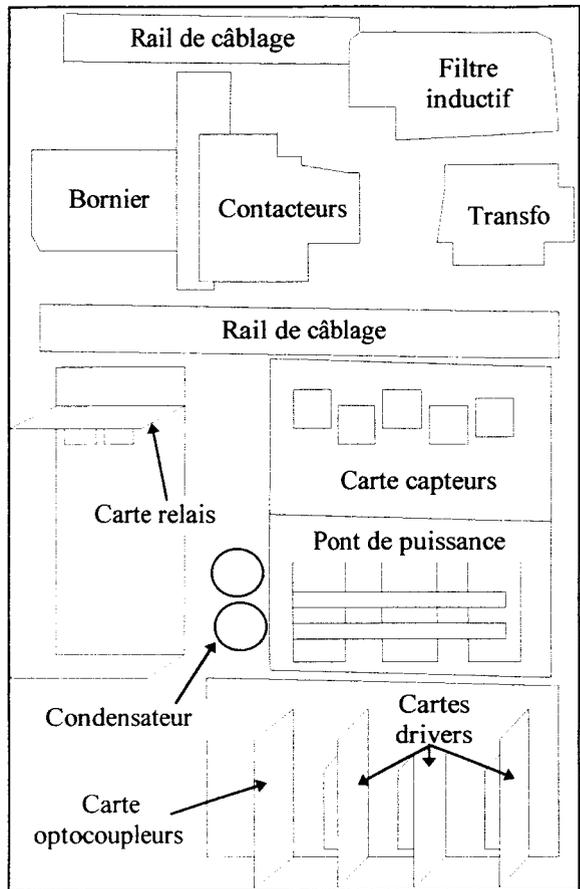
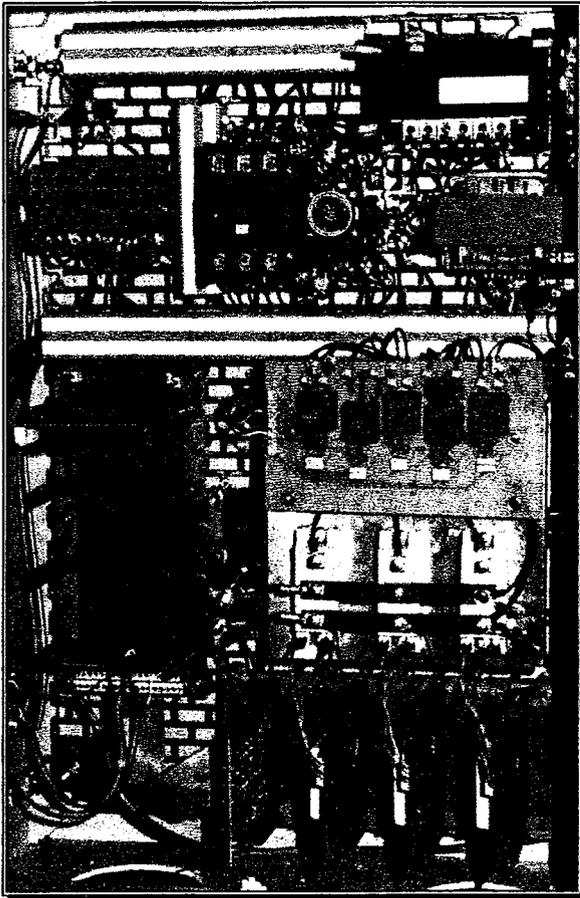
```

AF=PASS AX1,AX1=AY1;
DIVS AF,AX1;
DIVQ AX1;DIVQ AX1;DIVQ AX1;DIVQ AX1;DIVQ AX1;
DIVQ AX1;DIVQ AX1;DIVQ AX1;DIVQ AX1;DIVQ AX1;
DIVQ AX1;DIVQ AX1;DIVQ AX1;DIVQ AX1;DIVQ AX1;
MR0=AY0,AF=PASS AR;
SI=AY0,SE=EXP MR0 (HI);
AX0=SE,SR=NORM SI (HI);
AR=AX0+AF;
RTS;

```

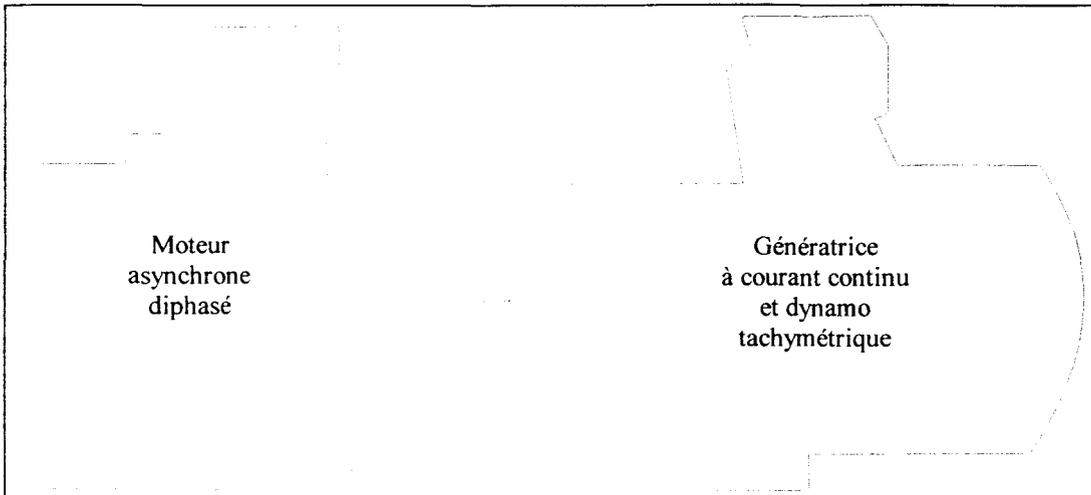
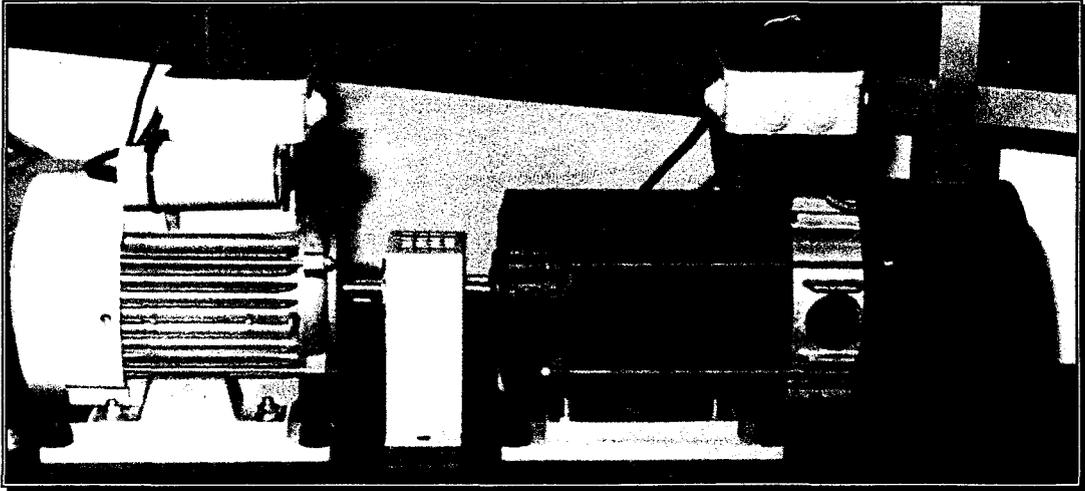
Annexe 2

L'armoire de puissance



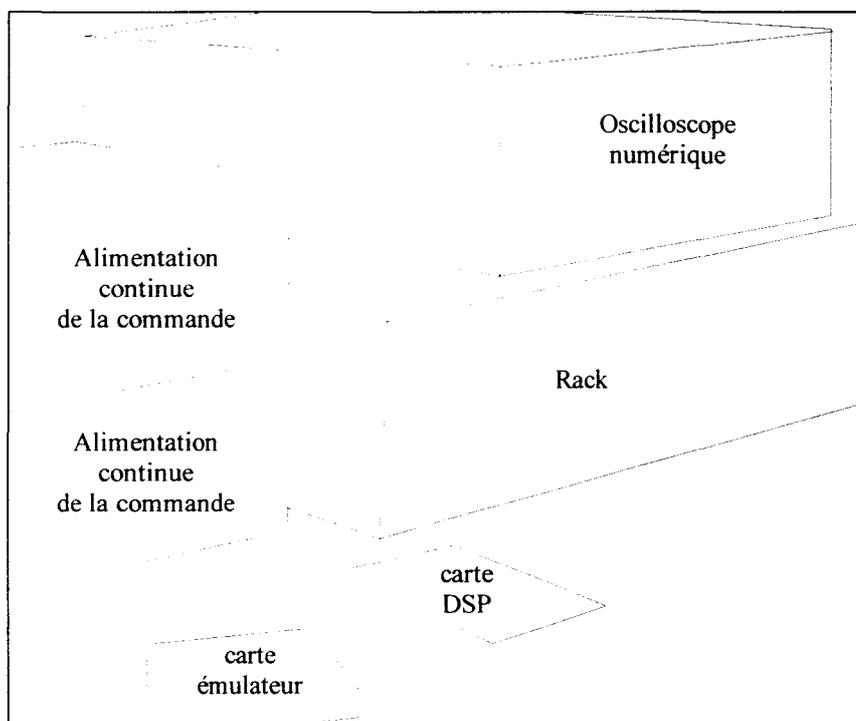
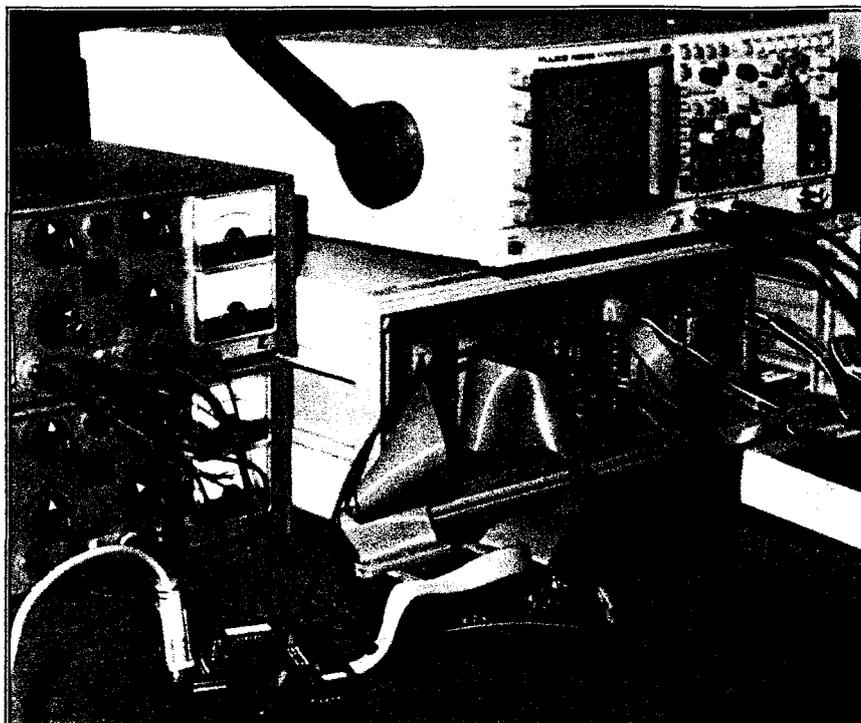
Annexe 2

Le banc moteur



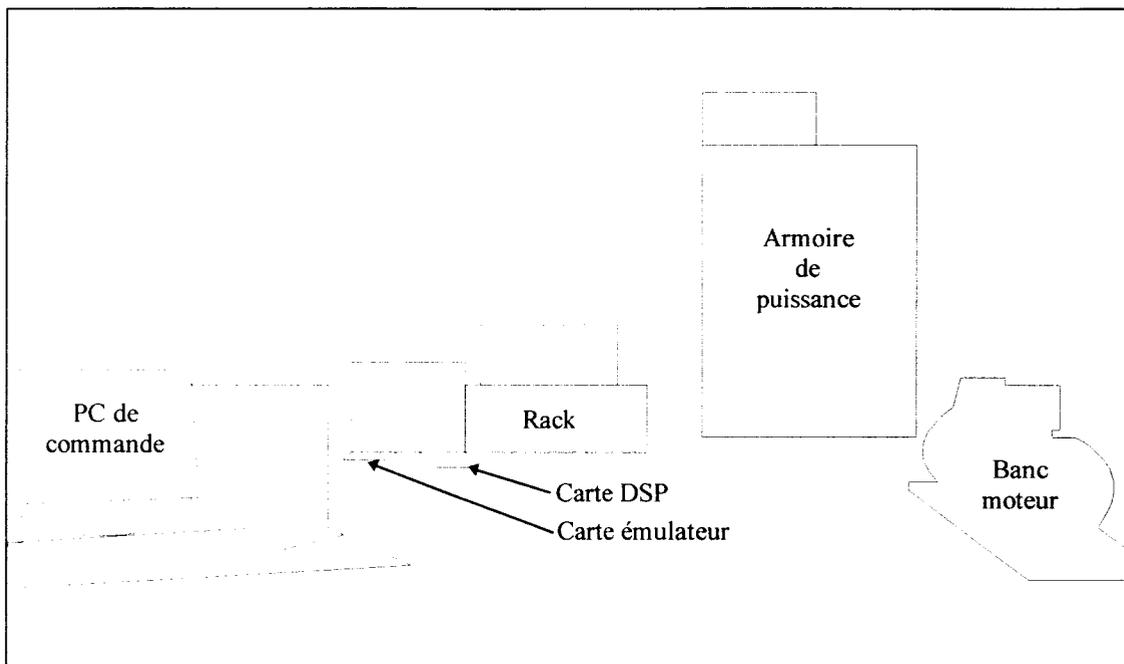
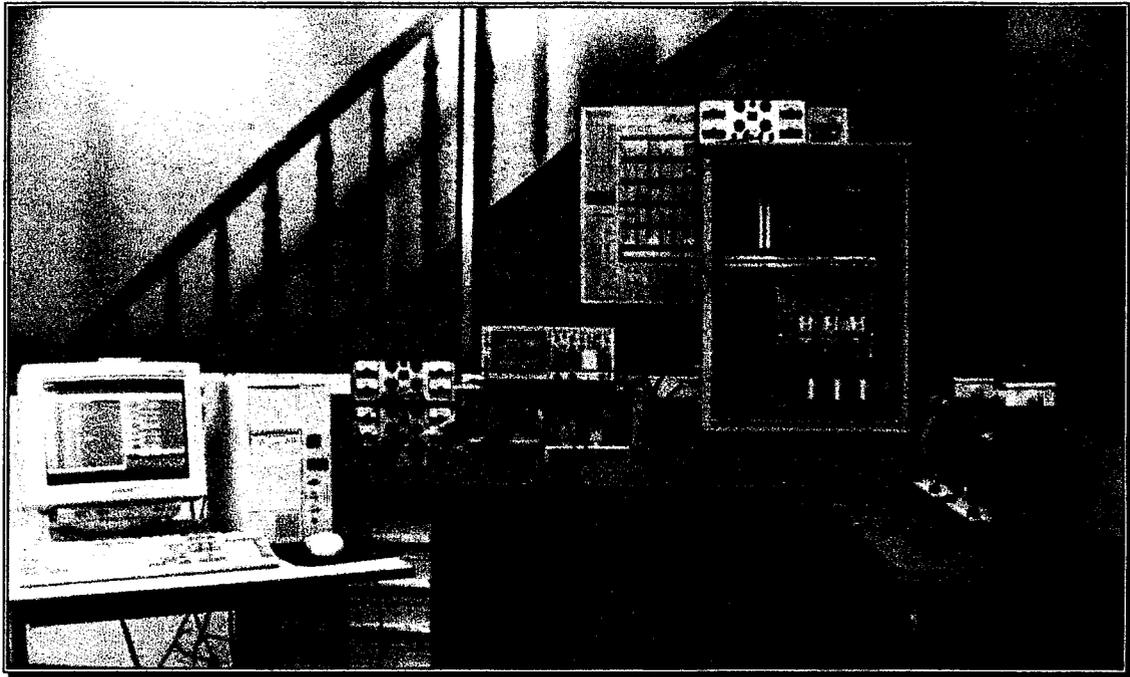
Annexe 2

La partie commande



Annexe 2

La maquette expérimentale



Annexe 3

Essai statique de K. UYEDA

On applique un échelon de tension continue sur un des enroulements statoriques du moteur à l'arrêt. La méthode proposée par Uyeda repose sur l'exploitation du chronogramme du courant s'établissant dans la phase.

Les équations statoriques sont les suivantes :

$$\begin{cases} V_s = R_s \cdot i_s + L_s \cdot \frac{di_s}{dt} + M \cdot \frac{di_r}{dt} \\ 0 = R_r \cdot i_r + L_r \cdot \frac{di_r}{dt} + M \cdot \frac{di_s}{dt} \end{cases} \quad (\text{AN 3-1})$$

Comme les variables ne subissent pas de discontinuités, on peut appliquer la transformation de Laplace :

$$\begin{cases} \frac{E}{s} = (R_s + L_s \cdot s) \cdot I_s + M \cdot s \cdot I_r \\ 0 = (R_r + L_r \cdot s) \cdot I_r + M \cdot s \cdot I_s \end{cases} \quad (\text{AN 3-2})$$

avec E , l'amplitude de l'échelon de tension.

Des deux équations (AN 3-2), on extrait la variable I_s :

$$I_s = \frac{E \cdot (1 + \tau_r \cdot s)}{[1 + (\tau_s + \tau_r) \cdot s + \tau_s \cdot \tau_r \cdot (1 - k^2) \cdot s^2] \cdot R_s \cdot s} \quad (\text{AN 3-3})$$

avec $\tau_s = \frac{L_s}{R_s}$

$$\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$$

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_s \cdot L_r}}$$

On pose les équations suivantes :

$$\begin{cases} B.C = \tau_r \cdot \tau_s \cdot (1 - k^2) \\ B + C = \tau_s + \tau_r \\ A = \tau_r \end{cases} \quad (\text{AN 3-4})$$

L'équation (AN 3-3) devient :

$$I_s = \frac{E}{R_s} \cdot \frac{1}{s} \cdot \frac{1 + A.s}{(1 + B.s)(1 + C.s)} \quad (\text{AN 3-5})$$

La fonction originale de cette expression est la suivante :

$$i_s = Y_0 - Y_1 \cdot e^{-t/B} - Y_2 \cdot e^{-t/C} \quad (\text{AN 3-6})$$

avec

$$\begin{cases} Y_0 = \frac{E}{R_s} \\ Y_1 = -\frac{E}{R_s} \cdot \frac{(A - B)}{(B - C)} \\ Y_2 = \frac{E}{R_s} \cdot \frac{(A - C)}{(B - C)} \end{cases} \quad (\text{AN 3-7})$$

L'équation (AN 3-6) montre que la valeur finale du courant i_s est égale à l'inconnue Y_0 . On mesure donc cette valeur sur le chronogramme relevée pour le courant (figure AN 3.1).

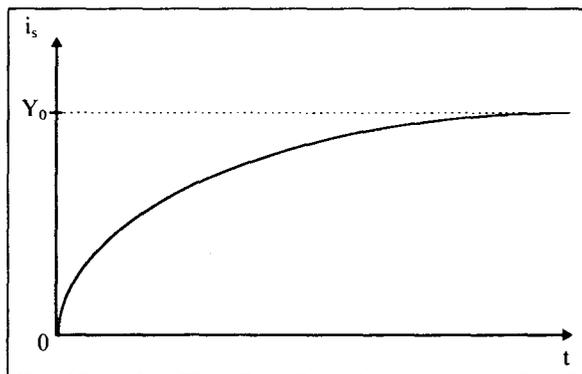


Figure AN 3.1 - Réponse indicielle du courant i_s .

On construit ensuite la courbe correspondant à $(Y_0 - i_s)$ en adoptant une échelle

logarithmique népérien pour l'axe des ordonnées ; le graphe obtenu est l'image de l'équation :

$$\ln(Y_0 - i_s) = \ln(Y_1 \cdot e^{-t/B} + Y_2 \cdot e^{-t/C}) \quad (\text{AN 3-8})$$

soit
$$\ln(Y_0 - i_s) = \ln(Y_1) + \left(-\frac{t}{B}\right) + \ln\left(1 + \frac{Y_2}{Y_1} \cdot e^{-t\left(\frac{1}{C} - \frac{1}{B}\right)}\right) \quad (\text{AN 3-9})$$

L'équation (AN 3-9) est composée de deux termes ; le premier correspond à l'expression d'une droite et le second est négligeable lorsque t tend vers l'infini (figure AN 3.2).

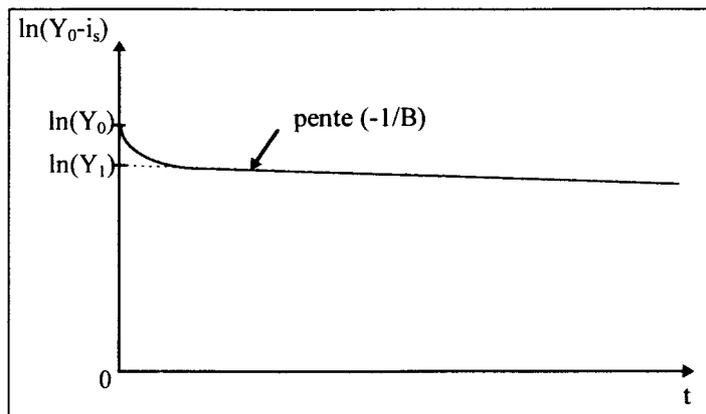


Figure AN 3.2 - Tracé de $\ln(Y_0 - i_s)$.

L'intersection de la droite avec l'axe des ordonnées donne la valeur de Y_1 et sa pente fournit l'inconnue B.

On construit ensuite un dernier graphe correspondant à $(Y_0 - i_s - Y_1 \cdot e^{-t/B})$. L'axe des ordonnées est toujours gradué suivant une échelle en logarithme népérien (figure AN 3.3).

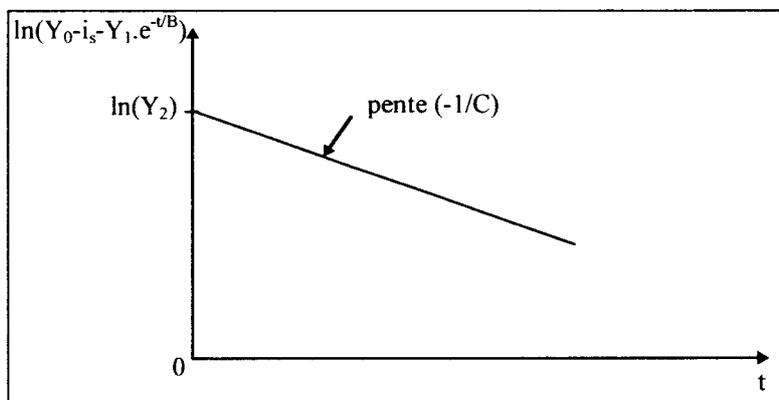


Figure AN 3.3 - Tracé de $\ln(Y_0 - i_s - Y_1 \cdot e^{-t/B})$.

A partir de la courbe, on détermine Y_2 et C.

Connaissant Y_2 , Y_1 , Y_0 , A, B et C, on peut résoudre le système d'équations formé par (AN 3-4) et (AN 3-7); on trouve alors les paramètres recherchés grâce aux formules suivantes :

$$\tau_r = A \quad (\text{AN 3-10})$$

$$\tau_s = B + C - A \quad (\text{AN 3-11})$$

$$k^2 = 1 - \frac{B.C}{A.(B+C-A)} \quad (\text{AN 3-12})$$

$$\sigma = 1 - k^2 \quad (\text{AN 3-13})$$

Alimentation optimisée d'une machine asynchrone diphasée à commande vectorielle

Freddy VANDECASTEELE

LILLE 1998

Résumé : Ce mémoire présente une structure d'alimentation de la machine asynchrone diphasée dissymétrique et propose une stratégie de contrôle en vitesse. L'étude se scinde en six chapitres :

Dans le **chapitre I**, la modélisation de la machine asynchrone diphasée dissymétrique conduit à un modèle dynamique indispensable pour la simulation de la commande du processus. L'étude des forces magnétomotrices siègeant au sein de l'entrefer met à jour une loi sur les courants statoriques permettant de s'affranchir des pulsations du couple électromagnétique. L'équivalence du comportement de la machine dissymétrique avec une machine symétrique est alors démontrée.

Le **chapitre II** présente le convertisseur 3/2. L'outil Graphe Informationnel Causal permet, outre la modélisation de cette structure de puissance, d'élaborer aisément sa commande. Le caractère déséquilibré de l'application est à l'origine de la limitation de la puissance transitant par le convertisseur. Des solutions sont alors proposées pour définir au mieux la commande des interrupteurs afin d'assurer un transfert optimal d'énergie.

La suppression du couple vibratoire de la machine nécessite le respect d'une loi sur les courants ; leur contrôle dans le repère naturel des enroulements doit donc être parfait. On propose pour cela dans le **chapitre III**, une structure de correcteur basée sur le phénomène de résonance. Sa synthèse, ses qualités en asservissement et en régulation, sa robustesse sont démontrées et font alors de ce correcteur la solution incontournable pour le suivi de trajectoire alternative.

Dans le **chapitre IV**, le convertisseur est associé à la machine asynchrone diphasée dissymétrique. L'équivalence entre la machine réelle et une machine symétrique est à la base du développement d'une commande vectorielle à flux rotorique orienté originale. En effet, le contrôle des courants s'effectue dans le repère naturel des enroulements grâce au correcteur résonnant. Cette stratégie de commande permet alors un contrôle efficace de la vitesse de la machine.

Le **chapitre V** propose l'utilisation d'un convertisseur 3/2 à point milieu capacitif. On utilise alors une cellule d'interrupteurs connectée au réseau afin de maintenir à leur valeur les tensions aux bornes des condensateurs du pont. La commande de cette cellule de commutation, basée sur un modèle en puissance moyenne, permet d'obtenir en régime établi, un facteur de puissance quasi unitaire de l'installation.

Enfin, la réalisation expérimentale à base d'un processeur de signal, présentée au **chapitre VI**, permet de vérifier les acquis théoriques établis.

Mots clé : Graphe Informationnel Causal, machine asynchrone diphasée, générateur de connexion, correcteur résonnant, commande vectorielle à flux rotorique orienté, alimentation économique, architecture à base d'un DSP.

Keywords : Causal Informational Graph, single-phase induction machine, connection generator, resonant controller, flux oriented vector control, cheap supply, DSP architecture design.

