



**HAL**  
open science

# Contrôle vectoriel des machines synchrones à aimants permanents : identification des paramètres et minimisation des ondulations de couple

Saeed Afsharnia

► **To cite this version:**

Saeed Afsharnia. Contrôle vectoriel des machines synchrones à aimants permanents : identification des paramètres et minimisation des ondulations de couple. Sciences de l'ingénieur [physics]. Institut National Polytechnique de Lorraine, 1995. Français. NNT : 1995INPL043N . tel-01751177

**HAL Id: tel-01751177**

**<https://hal.univ-lorraine.fr/tel-01751177>**

Submitted on 29 Mar 2018

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

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



## AVERTISSEMENT

Ce document est le fruit d'un long travail approuvé par le jury de soutenance et mis à disposition de l'ensemble de la communauté universitaire élargie.

Il est soumis à la propriété intellectuelle de l'auteur. Ceci implique une obligation de citation et de référencement lors de l'utilisation de ce document.

D'autre part, toute contrefaçon, plagiat, reproduction illicite encourt une poursuite pénale.

Contact : [ddoc-theses-contact@univ-lorraine.fr](mailto:ddoc-theses-contact@univ-lorraine.fr)

## LIENS

Code de la Propriété Intellectuelle. articles L 122. 4

Code de la Propriété Intellectuelle. articles L 335.2- L 335.10

[http://www.cfcopies.com/V2/leg/leg\\_droi.php](http://www.cfcopies.com/V2/leg/leg_droi.php)

<http://www.culture.gouv.fr/culture/infos-pratiques/droits/protection.htm>

13600 78726

951111 09311

**Institut National Polytechnique de Lorraine**

ECOLE DOCTORALE "Informatique-Automatique-Electrotechnique-Electronique-Mathématiques"

Département de Formation Doctorale "Electrotechnique-Electronique"

---

[M]1995 AFSHARNIA, S.

**T H E S E**

*présentée à*

**l'Institut National Polytechnique de Lorraine**

en vue de l'obtention du titre de

**DOCTORAT de l'I.N.P.L.**

spécialité : Génie Electrique

Service Commun de la Documentation

INPL

Nancy-Brabois

*par*

**AFSHARNIA Saeed**

**Ingénieur de l'Université Amir-Kabir (Iran)**



**CONTROLE VECTORIEL DES MACHINES SYNCHRONES A AIMANTS  
PERMANENTS : IDENTIFICATION DES PARAMETRES ET MINIMISATION  
DES ONDULATIONS DE COUPLE**



Soutenue publiquement le 27 Avril 1995 devant la Commission d'Examen

*Membres du Jury :*

Président : R. LE DOEUFF  
Examineurs : F. LABRIQUE (rapporteur)  
E. GUDEFIN  
J.M. KAUFFMANN (rapporteur)  
F. MEIBODY TABAR  
A. REZZOUG  
F.M. SARGOS



*Pour la mémoire de mon père et mon frère*

*A ma chère mère*

*A mes soeurs et mon frère*

*A ma femme et mon fils*

*A toute ma famille et mes amis*



## \* Avant-propos \*

Le travail présenté dans ce mémoire à été effectué au sein du Groupe de Recherches en Électronique et Électrotechnique de Nancy (G.R.E.E.N.), sous la direction de Monsieur F.M. SARGOS, Directeur de Recherches à l'I.N.P.L., je lui exprime ici toute ma reconnaissance ainsi que mes remerciements.

Je tiens à exprimer ma profonde gratitude à Monsieur le Professeur R. LE DOEUFF, Directeur de Recherches à l'E.S.E.A.G.E., pour l'honneur qu'il m'a fait, en acceptant de présider le jury de thèse.

Je suis très reconnaissant à Monsieur F. MEIBODY-TABAR, Maître de Conférence à l'I.N.P.L., pour ses précieux conseils quotidiens et son aide amical dans le cheminement de ce travail.

J'exprime ma profonde gratitude à Monsieur le Professeur J.M. KAUFFMANN, Directeur de l'I.U.T. de Belfort, pour le grand honneur qu'il me fait en siégeant parmi ce jury.

Je suis particulièrement reconnaissant à Monsieur F. LABRIQUE, Professeur à l'Université Catholique de Louvain, pour l'intérêt qu'il a bien voulu porter à ce travail, en acceptant de le juger.

Je remercie Monsieur A. REZZOUG, Professeur à l'Université de Nancy I, pour l'intérêt qu'il manifeste à ce travail en participant à ce jury.

Enfin, je suis très reconnaissant à l'honneur que me fait Monsieur E.J. GUDEFIN, Professeur Émérite à l'I.N.P.L. en acceptant de juger ce travail. Je le remercie pour tous les conseils qu'il m'a apportés et pour tous les encouragements qu'il n'a cessé de me prodiguer.

Le travail présenté ici n'aurait pas été ce qu'il est sans la collaboration et l'amitié des collègues chercheurs et du personnel du G.R.E.E.N. Qu'ils trouvent, en ce modeste travail, mes remerciements les plus chaleureux.



**SOMMAIRE**

---



---

## Sommaire

<b>Introduction</b> .....	4
<b>Chapitre I: Modélisation de l'ensemble machine synchrone à aimants permanents - convertisseur statique</b> .....	
I.1- Machines synchrones .....	11
I.2- Différentes structures de machines synchrones à aimants permanents .....	13
I.3- Autopilotage .....	15
I.4- Différents types d'alimentations .....	16
I.5- Mise en équations de la machine synchrone à aimants permanents .....	26
I.6- Modèle des machines étudiées .....	37
I.7- Modélisation du convertisseur statique .....	44
<b>Chapitre II: Commande vectorielle des machines synchrones à aimants permanents</b> .....	
II.1- Modèle opérationnel de la MSAP .....	52
II.2- Modèle de l'onduleur à commande MLI .....	56
II.3- Stratégies de contrôle du courant .....	58
II.4- Découplage du contrôle des courants direct et en quadrature .....	63
II.5- Stratégie de la commande .....	68
II.6- Simulation numérique de l'ensemble machine-convertisseur- commande .....	70
II.7- Identification "en ligne" des constantes de temps électriques de la machine .....	78
<b>Chapitre III: Contrôle du couple des machines synchrones à rotor lisse à répartition non sinusoïdale des conducteurs statoriques</b> .....	
III.1- Différentes stratégies de contrôle du couple .....	92
III.2- Résultats de la simulation numérique .....	103

---

<b>Chapitre IV: Commande vectorielle des machines synchrones sans capteur mécanique .....</b>	<b>113</b>
IV.1- Détermination de la position du rotor .....	117
IV.2- Correction de la position estimée .....	121
IV.3- Stratégie de commande vectorielle d'une MSAP sans capteur mécanique .....	124
IV.4- Résultats de simulation numérique .....	126
<b>Conclusion .....</b>	<b>141</b>

**Annexe**

**Bibliographies**





# INTRODUCTION



## Introduction

De nombreux travaux ont été publiés au plan international qui traitent de la commande vectorielle des machines synchrones, en particulier des machines synchrones excitées par aimants permanents [4, 10, 17, 19, 31,..., par exemple].

Au sein du Laboratoire GREEN certains aspects ont été développés [29, 30, 39,...], en particulier le découplage du contrôle des courants direct et en quadrature [39]. L'efficacité du bloc de découplage correspondant, ainsi que des régulateurs de courants, dépend des paramètres de la machine, qui peuvent être mal identifiés ou bien évoluer au cours du temps, est améliorée par la détermination des constantes de temps électriques en cours de fonctionnement ("en ligne").

Dans le cas général, la répartition spatiale des conducteurs statoriques n'est pas exactement sinusoïdale. Par conséquent les f.e.m. induites par les aimants du rotor dans les enroulements statoriques peuvent présenter des harmoniques. Dans ce cas, si on alimente la machine par des courants sinusoïdaux, le couple présente des ondulations. Nous verrons comment annuler celles-ci en agissant sur la forme des courants statoriques.

Pour contrôler le couple et le courant, il faut disposer d'informations précises sur la position du rotor, généralement données par un capteur de position disposé sur l'arbre. En pratique, dans certains cas, il est souhaitable de connaître la position du rotor par d'autres moyens qu'un capteur mécanique.

Le premier chapitre est consacré à la description des différentes structures de machines synchrones à aimants permanents, ainsi qu'aux différents types d'alimentations de celles-ci. Nous présentons les équations qui régissent le fonctionnement de ces machines alimentées par des convertisseurs statiques triphasés.

Dans le deuxième chapitre, nous rappelons les lois qui permettent la commande vectorielle d'une machine synchrone à répartition sinusoïdale de conducteurs. Afin d'identifier "en ligne" les constantes de temps électriques de la machine, nous proposons

une méthode simple, qui utilise la comparaison entre les grandeurs de sorties du bloc de découplage et les courants réels de la machine.

Nous étudions dans le troisième chapitre le contrôle du couple d'une machine à rotor lisse à répartition non sinusoïdale des conducteurs statoriques. Nous proposons plusieurs méthodes pour minimiser les ondulations de couple. A la fin de ce chapitre, une étude comparative de ces méthodes est présentée.

Le quatrième chapitre porte sur la commande vectorielle des machines synchrones sans capteur mécanique. Une méthode d'estimation de la position du rotor est présentée et l'influence des paramètres de la machine, de la vitesse et des amortisseurs sur la commande est étudiée et testée par simulation numérique.





## CHAPITRE I

# MODÉLISATION DE L'ENSEMBLE MACHINE SYNCHRONE À AIMANTS PERMANENTS - CONVERTISSEUR STATIQUE



## MODÉLISATION DE L'ENSEMBLE MACHINE SYNCHRONE À AIMANTS PERMANENTS - CONVERTISSEUR STATIQUE

- Introduction .....	10
1- Machines synchrones .....	11
2- Différentes structures de machines synchrones à aimants permanents .....	13
2.1- Excitation .....	13
2.2- Induit .....	14
3- Autopilotage .....	15
4- Différents types d'alimentations .....	16
4.1- Alimentation par commutateur de courant .....	17
4.2- Alimentation par onduleur de tension .....	18
4.2.1- Contrôle des courants par hystérésis .....	19
4.2.2- Contrôle des courants par MLI .....	21
5- Mise en équations de la machine synchrone à aimants permanents .....	26
5.1- Hypothèses .....	27
5.2- Modélisation de la machine dans un référentiel fixe par rapport au stator .....	28
5.2.1- Équations électriques .....	28
5.2.2- Expression du couple électromagnétique .....	32
5.3- Modélisation de la machine dans un repère lié au rotor .....	32
5.3.1- Transformation Triphasé-Diphase .....	33
5.3.2- Transformation de Park .....	34
5.3.3- Équations électriques dans le repère de Park .....	36
5.4- Équation mécanique .....	36

6- Modèle des machines étudiées .....	37
6.1- Modèle de la machine à répartition sinusoïdale des conducteurs statoriques .....	37
6.1.1- Équations électriques de la machine en d,q .....	38
6.1.2- Expression du couple électromagnétique en d,q .....	40
6.2- Modèle de la machine à rotor lisse à répartition non sinusoïdale des conducteurs statoriques .....	41
6.2.1- Équations électriques .....	41
6.2.2- Couple électromagnétique .....	42
6.2.3- Équations équivalentes en $\alpha, \beta$ .....	43
6.2.4- Équations équivalentes dans un repère lié au rotor .....	43
7- Modélisation du convertisseur statique .....	44
7.1- Méthode de la "topologie variable restreinte" .....	44
7.2- Modèle de l'onduleur à MLI .....	45
- Conclusion .....	48

## **Modélisation de l'ensemble machine synchrone à aimants permanents - convertisseur statique**

### **Introduction**

Les entraînements à vitesse variable utilisant des machines électriques sont à l'heure actuelle de plus en plus répandus dans l'industrie. Pour répondre aux exigences industrielles, les recherches se sont orientées dans deux directions principales. La première consiste à modifier les structures des machines et la seconde, à l'aide de convertisseurs statiques, vise à substituer aux alimentations fixes des alimentations contrôlées en amplitude et en fréquence, dans le but de constituer des groupes à vitesse variable souples et diversifiés [4, 14, 17, 19,...].

Dans ce chapitre, nous décrirons d'abord les différentes structures des machines synchrones, puis nous étudierons les différentes solutions possibles pour alimenter des machines synchrones à l'aide de convertisseurs statiques. Nous établirons ensuite les équations générales de la machine synchrone à aimants permanents à stator lisse dans des repères liés soit au stator, soit au rotor. Ces équations se simplifient pour les machines synchrones classiques à répartition sinusoïdale des conducteurs statoriques, comme pour celles à répartition non sinusoïdale à rotor lisse. Enfin, nous terminerons ce chapitre par la modélisation du convertisseur statique. Ici, nous nous sommes limités à la modélisation d'un onduleur à MLI.

## I.1- Machines synchrones

L'utilisation des machines synchrones autopilotées dans les entraînements à vitesse variable a fortement augmenté ces dernières années, car ces machines ont des caractéristiques similaires à celles des machines à courant continu, sans présenter les inconvénients liés à la présence du collecteur mécanique (entretien, limitation des vitesses de variation du courant, impossibilité de travailler dans les milieux corrosifs ou explosifs), ce qui exclut l'utilisation de celle-ci pour des gammes de puissance élevée.

L'arrivée sur le marché des nouveaux aimants permanents à hautes performances, comme les aimants en terres-rares, a été à l'origine d'une nouvelle génération de machines synchrones [8, 23, 24,...]. Jusqu'à l'apparition des composés samarium-cobalt, les aimants ont été essentiellement utilisés pour de petits moteurs synchrones. Grâce à l'amélioration des caractéristiques des aimants (figure I-1), les machines synchrones à aimants permanents présentent des performances supérieures à celles des machines à rotor bobiné jusqu'à des puissances assez importantes (de 0.5 à 50 kW).

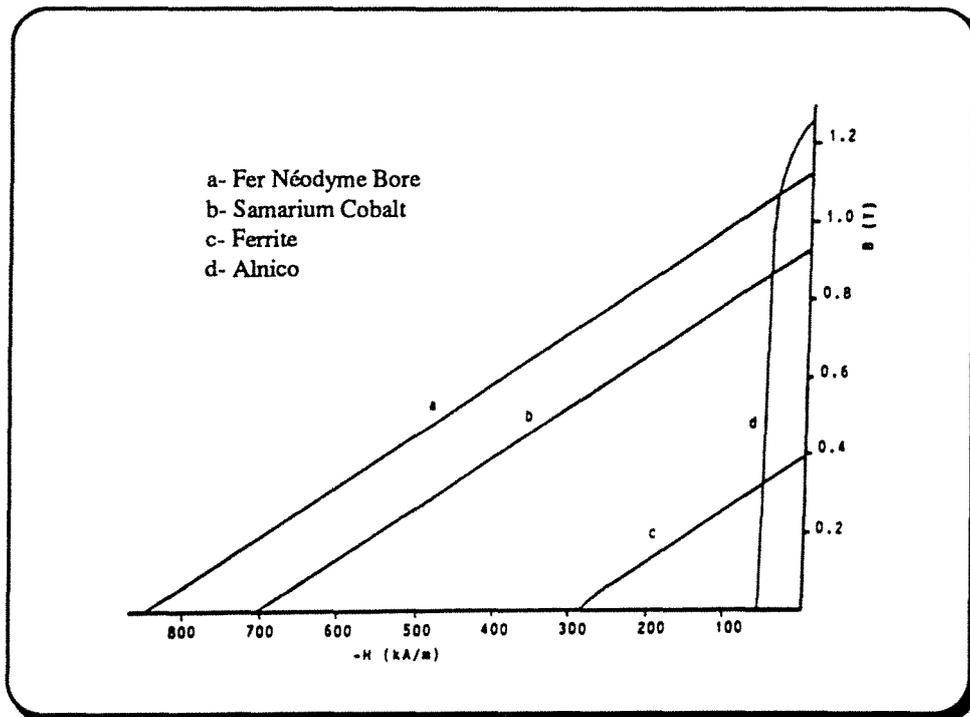


Figure I-1) Caractéristiques magnétiques des matériaux utilisés comme aimants permanents

Pour obtenir des performances élevées, la machine synchrone à aimants permanents disposés sur la surface du rotor est la meilleure solution technique ; ceci vaut même pour des puissances plus élevées. Bien entendu le prix des aimants à terres-rares les rend néanmoins moins attractives économiquement.

Les principaux avantages des moteurs à aimants permanents sont [8, 23, 24,...]:

- La suppression des contacts glissants et des dispositifs complexes à diodes tournantes, onéreux et encombrants. Ce mode d'excitation est d'autant plus envisageable que l'on dispose actuellement d'aimants possédant de bonnes propriétés magnétiques (champ coercitif élevé, perméabilité magnétique voisine de  $\mu_0$  (figure I-1)) et électriques (résistivité élevée).
- Les pertes joules et les pertes fer sont localisées au stator, ce qui simplifie le refroidissement de la machine synchrone à aimants permanents comparée à la machine à excitation par du courant continu. Ceci autorise un couple volumique plus élevé à vitesse donnée.
- La faible inertie du rotor, d'où il résulte une faible constante de temps mécanique et donc une bonne dynamique de la vitesse.
- Les faibles constantes de temps électriques dans le cas où les aimants permanents sont disposés sur la surface du rotor (inductance faible) : à tension de source continue donnée, la dynamique du courant et donc du couple s'améliore avec la diminution de l'inductance de la machine. En effet les performances dynamiques de ce type de machine ne sont souvent limitées que par les performances de la source à fréquence variable (onduleur + source continue) et de la commande (par la rapidité de calcul des microprocesseurs).

## I.2- Différentes structures des machines synchrones à aimants permanents

### I.2.1- Excitation

Parmi les structures des machines synchrones à aimants permanents, nous pouvons distinguer deux types [8, 23]:

- 1) Machines munies de pièces polaires (rotor saillant)
- 2) Machines sans pièces polaires (rotor lisse)

- Dans le premier type, les pièces polaires servent à la concentration du flux d'induction magnétique permettant d'obtenir une induction normale suffisante au niveau de l'entrefer avec des aimants bon marché (Ferrites).

La figure (I-2) présente un exemple de cette structure.

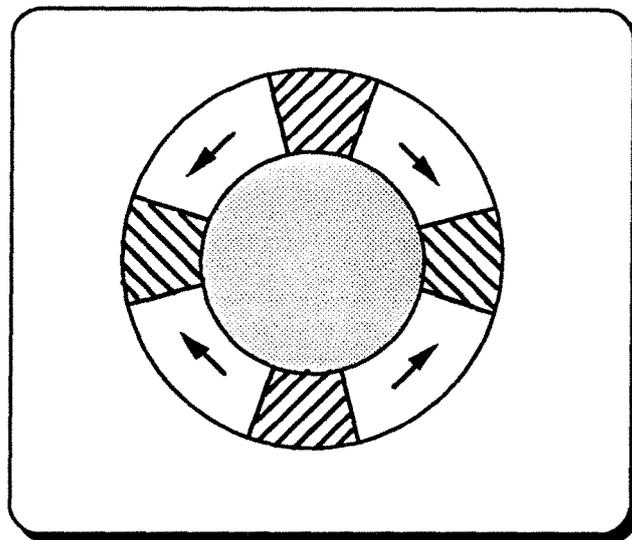


Figure I-2) Machines munies de pièces polaires

Dans ce type de machine, l'inducteur présente une anisotropie magnétique (pôles saillants), et dans la plupart des configurations, contrairement aux machines classiques, la valeur de l'inductance transversale (axe interpolaire)  $L_q$  est supérieure à celle de l'inductance longitudinale (axe polaire)  $L_d$  [15].

- Dans les machines sans pièces polaires l'aimantation des aimants est généralement radiale au niveau de l'entrefer (figure I-3). Des structures mixtes (aimantations parallèle et perpendiculaire à l'entrefer) sont aussi parfois utilisées.

Les aimants du type terres-rares ou ferrites ont une perméabilité voisine de celle de l'air ; il en résulte que, pour ces machines, l'effet de saillance peut être négligé et la réaction d'induit est très faible: pas de couple pulsatoire dû à la variation de réluctance et peu de risque de démagnétisation des aimants.

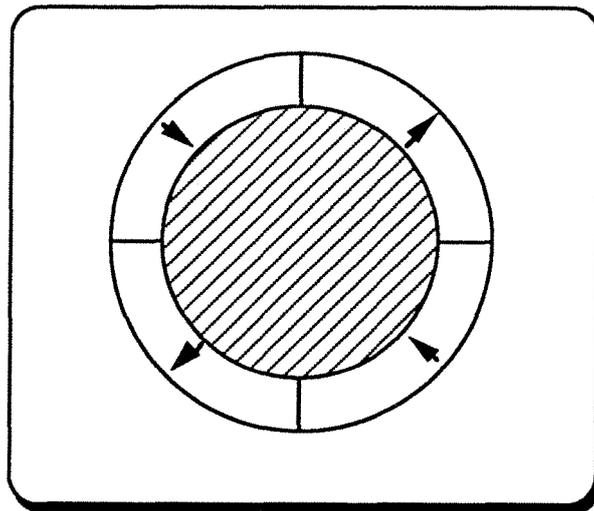


Figure I-3) Machine sans pièces polaires

### I.2.2- Induit

Nous pouvons également classer les machines synchrones à aimants permanents du point de vue de la répartition spatiale de leurs conducteurs d'induit qui peut être sinusoïdale ou non-sinusoïdale. Si le rotor est saillant, on n'a un modèle simple que si la répartition spatiale des conducteurs statoriques est sinusoïdale.

Parmi les machines à aimants permanents à rotor lisse nous distinguons les machines à force électromotrices (f.e.m.) sinusoïdales et celles à f.e.m. non sinusoïdales.

Ces dernières ont souvent une f.e.m. presque trapézoïdale et sont alimentées par des courants rectangulaires à  $120^\circ$  à l'aide d'un capteur de position à six secteurs. Elles ressemblent donc à des machines à courant continu à excitation rotorique et à induit

statorique ; le collecteur et les balais sont remplacés par l'onduleur de tension régulé en courant et commandé par un capteur de position. Pour cette raison on les appelle également les *machines à courant continu sans balais* (MCCSB).

Certains auteurs ont comparé les performances des MSAPS (à f.e.m. sinusoïdales et courants sinusoïdaux) et MCCSB (à f.e.m. trapézoïdales et courants rectangulaires) [5, 34]:

- A égalité de pertes ohmiques et à basse vitesse, le couple volumique des MCCSB est supérieur à celui des MSAPS, ce qui les rend préférables dans le cas où on est limité en volume et en poids.
- Par contre aux vitesses élevées, le taux d'ondulation de couple dans les MCCSB est nettement plus grand et le couple moyen décroît plus que dans les MSAPS. En effet aux vitesses élevées, la déformation du courant d'induit est plus importante dans les MCCSB que dans les MSAPS.

L'alimentation et l'autopilotage de ces machines utilisées en moteurs font l'objet de nombreux travaux de recherche dans le but d'obtenir un couple uniforme et constant dans une grande gamme de vitesse, et d'une commande par microprocesseur suffisamment simple pour concurrencer l'actionneur à courant continu.

### **I.3- Autopilotage**

Afin d'assurer le bon fonctionnement des machines synchrones, les courants de phase doivent évoluer en synchronisme avec la rotation du rotor. On doit donc commander les convertisseurs à l'aide d'un capteur de position (autopilotage).

La figure (I-4) représente la structure générale d'alimentation d'une machine synchrone autopilotée.

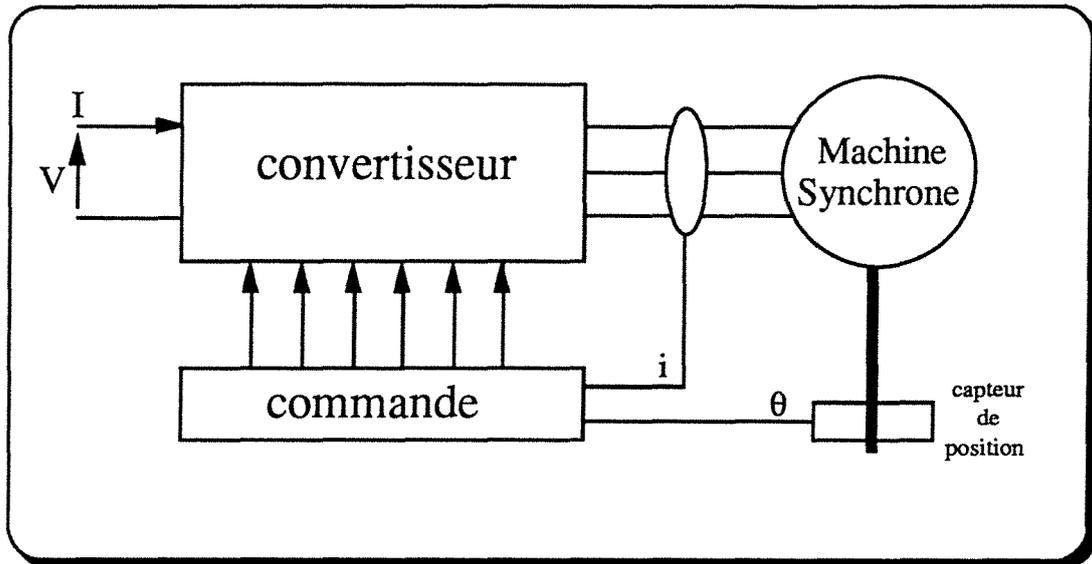


Figure I-4) Structure générale d'alimentation d'une machine synchrone autopilotée

#### I.4- Différents types d'alimentations

Les études effectuées dans les dernières années sur les machines synchrones à vitesse variable ont montré l'intérêt de l'utilisation des convertisseurs statiques pour l'alimentation de ce type de machines. La modélisation des systèmes convertisseur-machine synchrone a été largement étudiée par plusieurs auteurs [7, 10, 22,...].

Il existe deux types de convertisseurs servant à alimenter la machine synchrone:

- Le premier type est le cycloconvertisseur qui est directement relié au réseau alternatif. Il a l'inconvénient d'avoir une fréquence des tensions de sortie relativement basse, ce qui limite la vitesse de rotation de la machine, et de nécessiter un nombre élevé de composants et une commande relativement complexe [20].
- Le deuxième type de convertisseur alimente la machine à partir d'une source de tension ou de courant continu (onduleurs de tension ou commutateurs de courant).

### I.4.1- Alimentation par commutateur de courant

Dans ce type d'alimentation (figure I-5) le convertisseur associé au moteur est alimenté par une source de courant continu. Le convertisseur statique peut, grâce à l'ouverture et à la fermeture des interrupteurs, aiguiller ce courant séquentiellement dans les enroulements statoriques de la machine, de telle sorte que son amplitude soit fixée par le courant d'alimentation et que sa fréquence soit proportionnelle à la vitesse de rotation de la machine.

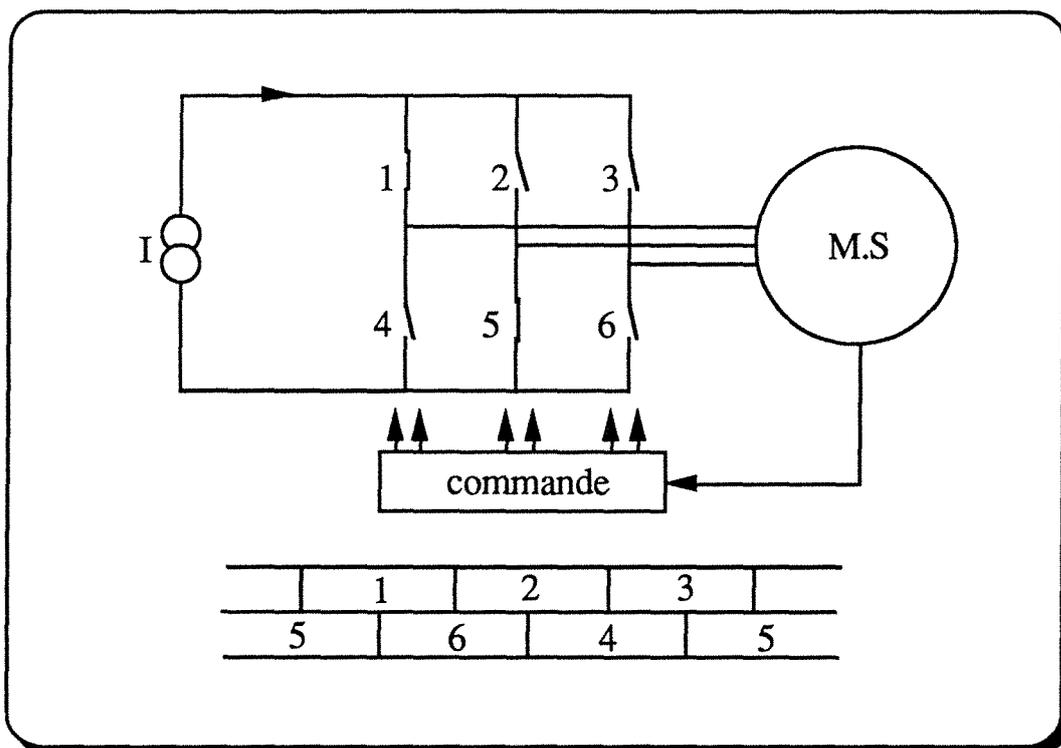


Figure I-5) Alimentation par commutateur de courant

L'autopilotage d'un moteur synchrone alimenté en courant est relativement simple, car le courant est la seule variable de la commande. Ce type de commande est principalement utilisé dans les entraînements à vitesse variable. Toutefois, le commutateur impose dans les phases du moteur des courants rectangulaires et discontinus, donc riches en harmoniques. Ces harmoniques produisent des oscillations du couple électromagnétique qui perturbent le fonctionnement du moteur à faible vitesse et produisent des pertes fer supplémentaires qui réduisent le rendement du moteur.

### I.4.2- Alimentation par onduleur de tension

Les onduleurs de tension permettent d'imposer aux enroulements statoriques de la machine des tensions d'amplitude et de fréquence réglables en agissant sur la commande des interrupteurs du convertisseur statique (G.T.O.- Transistors bipolaires, MOSFET, IGBT,....).

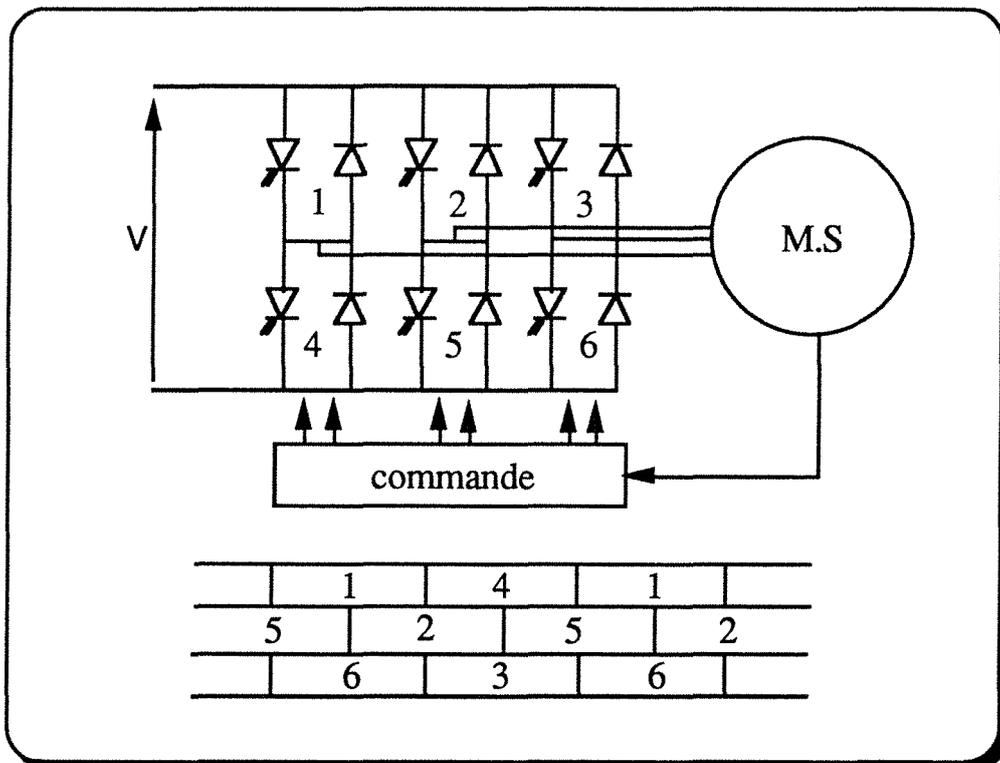


Figure I-6) Alimentation en tension par onduleur

Compte tenu du fait que pour contrôler le couple de la machine il faut contrôler ses courants, il est nécessaire que les onduleurs de tension soient munis de boucles de contrôle des courants. De plus, ceci permet de protéger les composants de l'onduleur (Transistors ou Diodes), contre les surintensités survenant en régimes transitoires.

Dans ce type d'alimentation, les courants dans les enroulements de la machine sont imposés par des consignes triphasées. Ces consignes, qui sont synchronisées avec les forces électromotrices, sont générées à l'aide d'un capteur de position à haute définition monté au rotor, et leur amplitude est calculée à partir de la référence de couple.

La présente étude de l'alimentation des machines synchrones autopilotées a été restreinte au cas de l'alimentation par onduleur de tension avec courants imposés.

Pour imposer les courants dans les enroulements de la machine, il existe deux méthodes générales:

- La première méthode consiste à imposer directement les courants par des régulateurs de type hystérésis (commande non linéaire).
- La deuxième méthode consiste à imposer les tensions permettant d'obtenir les courants désirés. Les références de ces tensions sont obtenues à partir des régulateurs linéaires de courant du type proportionnel- intégral (P.I.). Une méthode très répandue pour imposer ces références de tension est la modulation de largeur d'impulsions (MLI).

Nous allons par la suite déterminer, pour ces deux stratégies de commande, le modèle utilisé pour représenter l'ensemble convertisseur-machine.

#### 4.2.1- Contrôle des courants par hystérésis

Cette méthode a souvent été employée pour l'alimentation des machines à courants alternatifs [1, 20]. La figure (I-7) présente le diagramme de principe de l'utilisation de cette technique.

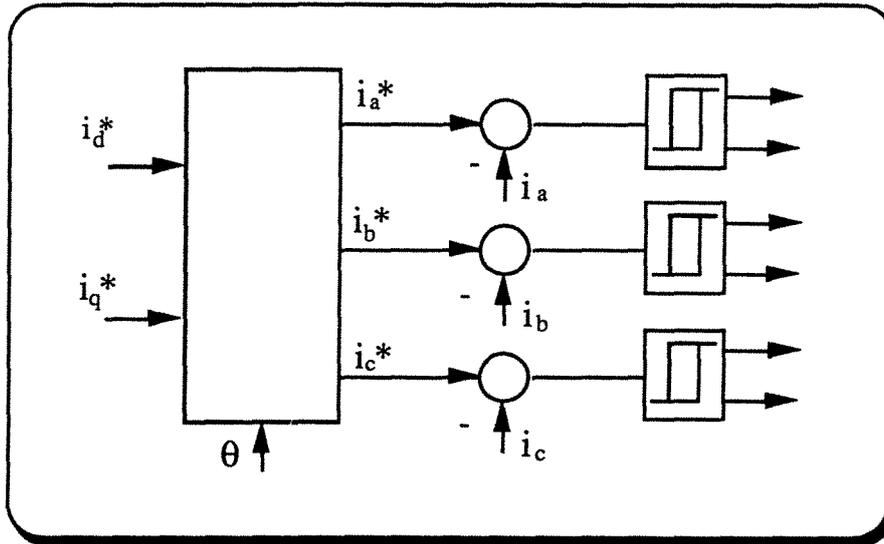


Figure I-7) Contrôle des courants par des régulateurs à hystérésis

Le principe de fonctionnement de la commande des courants par hystérésis est basé sur une comparaison des courants dans les phases de la machine avec les courants de référence fournis par le système d'autopilote. A chaque instant l'état de conduction des interrupteurs de chaque bras dépend du signe du signal d'erreur correspondant. Quand le courant instantané dans une phase s'écarte de sa référence d'une valeur  $h$ , fixée par l'hystérésis du régulateur, une commutation est imposée aux interrupteurs du bras d'onduleur correspondant de façon à maintenir les courants à l'intérieur de leur bande.

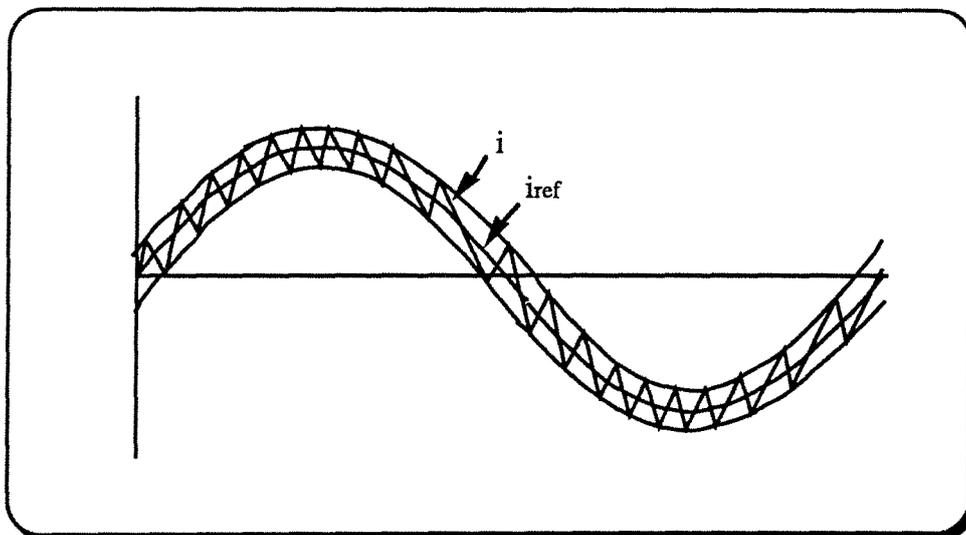


Figure I-8) Allure d'un courant de phase statorique

Ce type de contrôle est très simple et stable. Il permet d'obtenir la réponse la plus rapide pour les courants lors des régimes transitoires, ce qui présente l'avantage d'une bonne poursuite du courant de référence ; les ondulations de courant autour de la valeur désirée au centre de la plage d'hystérésis, sont fixées par la largeur de celle-ci.

La mise en oeuvre de cette stratégie est relativement simple et ne nécessite pas a priori une connaissance précise des caractéristiques de la machine. Ce système de contrôle est caractérisé par une fréquence de hachage variable avec les conditions de fonctionnement, ce qui provoque un niveau de bruit relativement important pour les faibles courants.

#### 4.2.2- Contrôle des courants par MLI

Ce contrôle met en oeuvre un régulateur linéaire suivant le schéma de principe donné sur la figure (I-9). Le signal d'erreur du courant est appliqué à l'entrée d'un régulateur linéaire, dont le signal de sortie est traité par la technique de modulation de largeur d'impulsion.

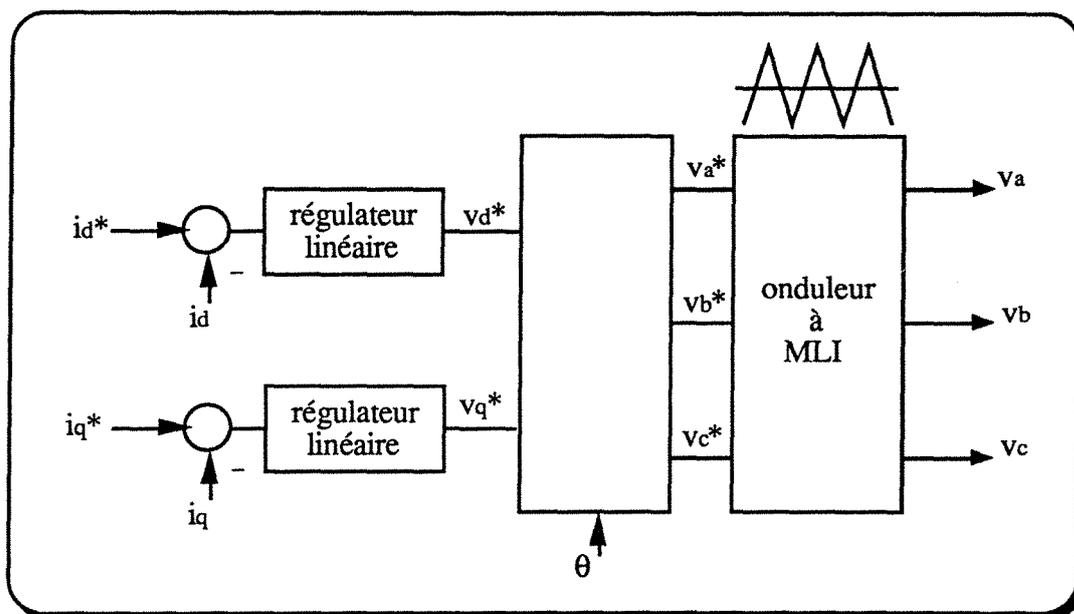


Figure I-9) Schéma de principe du contrôle des courants par MLI

La méthode de contrôle des courants par modulation de largeur d'impulsion à partir d'une source de tension continue constante consiste à imposer aux bornes de la machine des créneaux de tension de manière qu'au sens des valeurs fondamentales (sur une période de hachage), la tension soit égale à sa référence [18].

Le principal inconvénient de ce mode de contrôle est la difficulté de mise au point des régulateurs dont les coefficients dépendent étroitement des caractéristiques de la machine.

#### MLI à échantillonnage naturel

Dans cette méthode, les instants d'échantillonnage ainsi que les largeurs d'impulsions de commande sont déterminés par la comparaison entre la tension modulatrice et une onde triangulaire nommée "porteuse" (figure I-10).

Cette modulation présente l'inconvénient de générer des impulsions dissymétriques par rapport à la période de la porteuse. Ainsi les instants de commutation ne peuvent être exprimés sous forme analytique simple, ce qui complique la mise en oeuvre dans les applications numériques [2, 10].

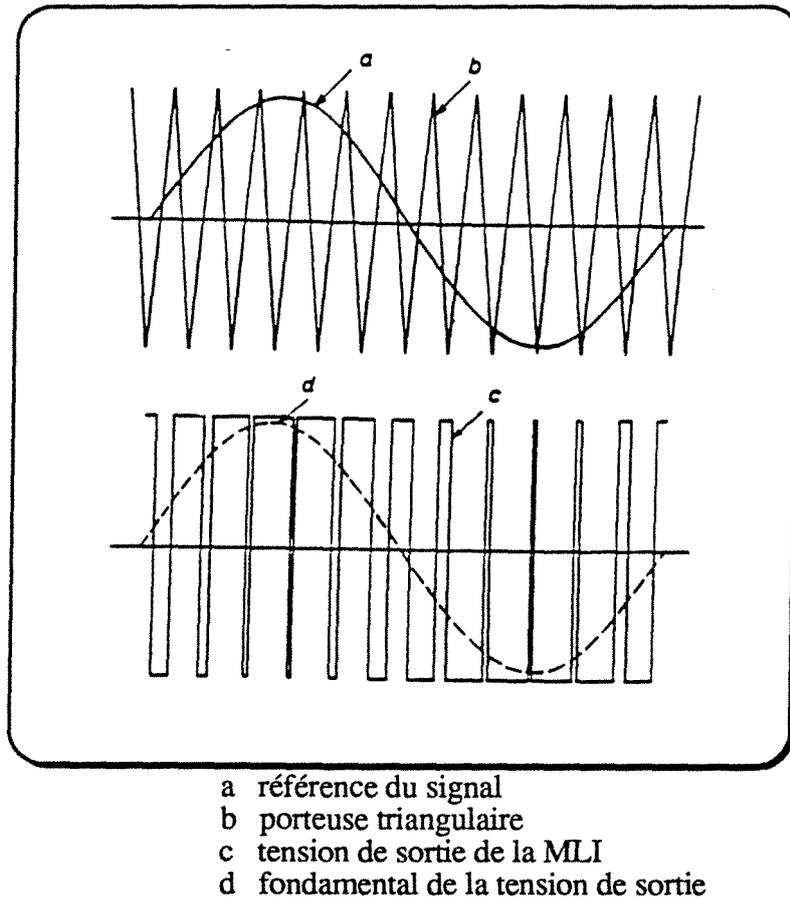


Figure I-10) MLI à échantillonnage naturel

#### MLI à échantillonnage régulier

Cette technique a été décrite pour la première fois par Bowes [3]. Contrairement à la MLI naturelle présentée ci-dessus, l'échantillonnage des tensions de référence se fait à des instants espacés périodiquement. La figure (I-11) décrit ce principe d'échantillonnage.

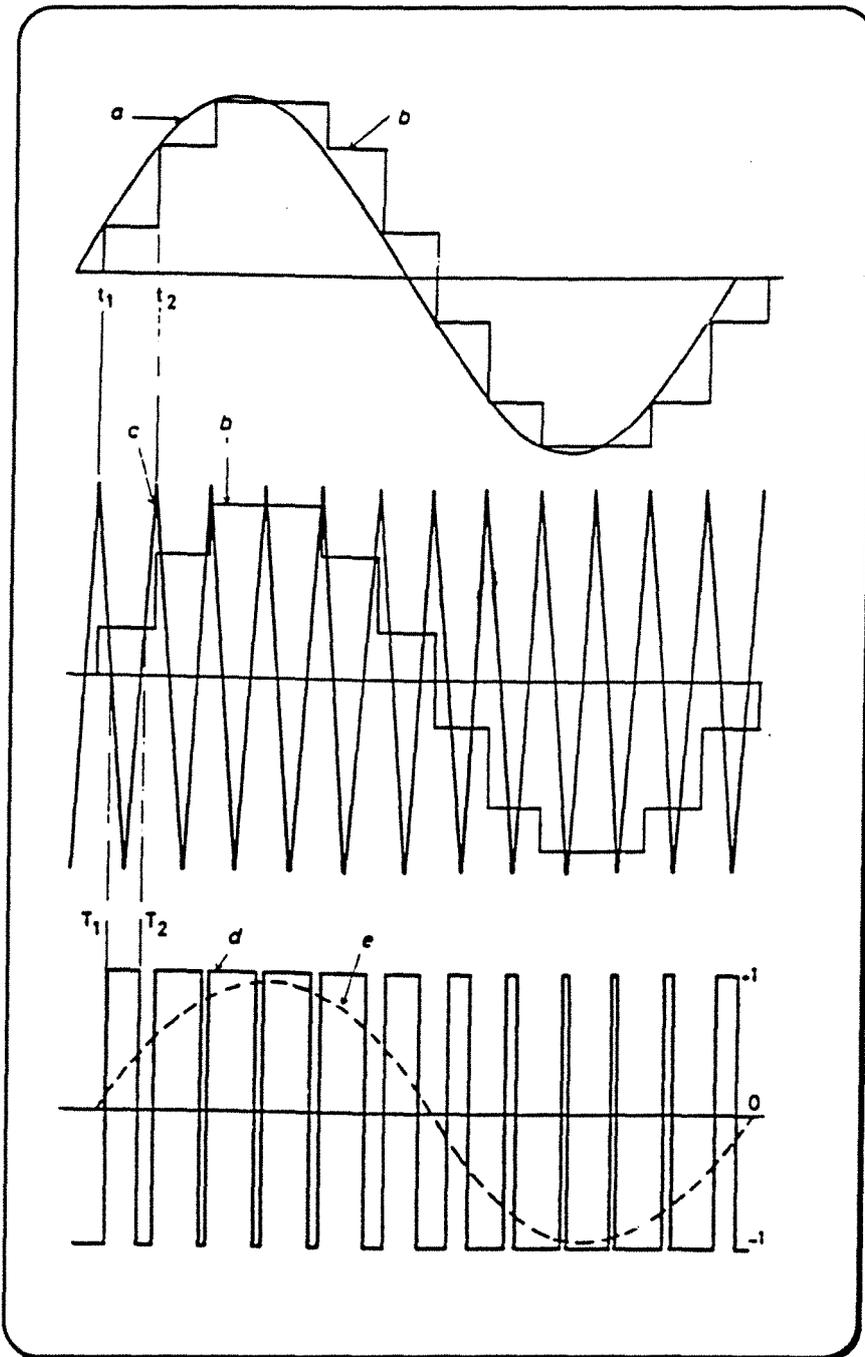
Les instants de commutation sont déterminés par l'intersection de la porteuse triangulaire et d'une modulatrice échantillonnée et constante sur chaque période de la porteuse [10, 18].

La largeur d'une impulsion est directement proportionnelle à l'amplitude de la modulatrice échantillonnée sur la période porteuse correspondante. Dans ce cas la détermination des instants de commutation fait appel à des équations analytiques simples ; la transposition en numérique est alors aisée .

### MLI optimisée

Les ondes MLI optimisées sont apparues avec le développement des applications des microprocesseurs. Le principe consiste à définir une onde MLI avec des caractéristiques particulières à partir de la prédétermination des différents angles de commutation. Ces caractéristiques sont obtenues à partir de l'optimisation de certains critères tels que l'élimination de certains harmoniques, la minimisation du taux de distorsion harmonique, la minimisation de l'ondulation de courant, ...etc [2, 27].

Ces méthodes à optimisation des angles de commutation nécessitent des algorithmes de calcul performants ainsi que des calculateurs d'autant plus puissants que les systèmes sont d'ordre plus élevé. D'une manière générale ces techniques d'optimisation sont réservées à des ondes MLI comportant peu de commutations par période.



- a référence du signal
- b référence échantillonnée
- c porteuse triangulaire
- d tension de sortie de la MLI
- e fondamental de la tension de sortie

Figure I-11) MLI à échantillonnage régulier

### **I.5- Mise en équations de la machine synchrone à aimants permanents**

La machine synchrone à aimants permanents étudiée ici comporte un stator lisse triphasé, connecté en étoile à neutre isolé, de constitution symétrique à  $p$  paires de pôles, invariant dans une rotation de  $2\pi/3p$ . L'excitation au rotor est créée par des aimants permanents symétriques par rapport à  $p$  axes polaires (directs) et  $p$  axes interpolaires (en quadratures) décalés de  $\pi/2p$  par rapport aux précédents. L'entrefer qui peut être variable admet les mêmes axes de symétrie. Les aimants peuvent être modélisés par des enroulements alimentés par une source de courant continu constant disposés suivant les axes polaires. Le rotor est aussi muni d'amortisseurs modélisés par  $p$  enroulements en court circuit suivant les axes polaires et  $p$  enroulements en court circuit suivant les axes interpolaires.

Il est classique d'introduire les angles électriques égaux à  $p$  fois les angles mécaniques, ce qui permet d'avoir la même représentation pour une machine quel que soit le nombre de paires de pôles (figure I-12).

Dans ce schéma les amortisseurs d'axe direct  $k_d$  et d'axe en quadrature  $k_q$  sont parcourus respectivement par les courants  $I_{kd}$  et  $I_{kq}$ .

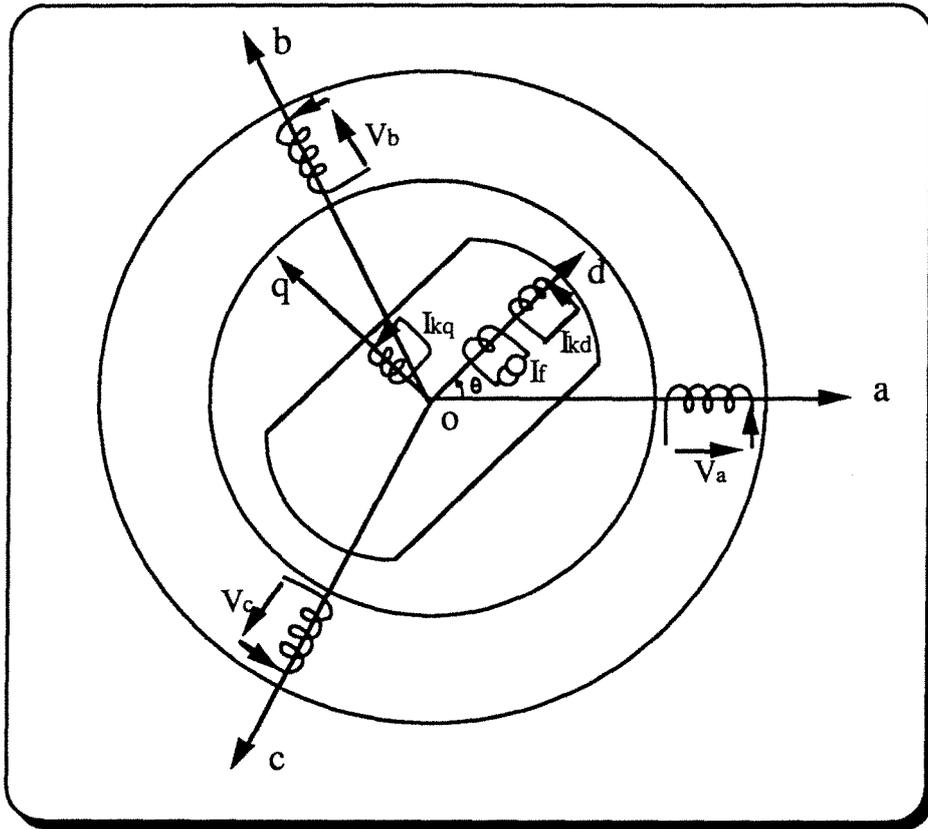


Figure I-12) Schéma général de la machine synchrone

### I.5.1- Hypothèses

On supposera que les circuits magnétiques de la machine ne sont pas saturés et on négligera [13, 21]:

- les phénomènes d'hystérésis et les courants de Foucault
- les irrégularités de l'entrefer dues aux encoches statoriques (stator lisse)
- les couplages capacitifs entre les enroulements ainsi que l'effet de peau qui augmente les résistances et diminue les inductances des circuits.

## I.5.2- Modélisation de la machine dans un référentiel fixe lié au stator

### I.5.2.1- Équations électriques

Les équations électriques générales de la machine synchrone dans un référentiel fixe lié au stator s'expriment de la façon suivante:

$$[V] = [R][I] + \frac{d}{dt}[\psi] \quad (I-1)$$

Les éléments de la tension d'entrée [V] sont:

$$[V] = [V_a \quad V_b \quad V_c \quad V_{kd} \quad V_{kq}]^t$$

avec:

- $V_a, V_b, V_c$ , tensions des phases statoriques,
- $V_{kd}, V_{kq}$ , tensions des amortisseurs en court circuit nulles  
( $V_{kd} = V_{kq} = 0$ ).

[R] est la matrice des résistances :

$$[R] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_{kd} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_{kq} \end{bmatrix}$$

avec:

- $R_s$ , résistance des bobines statoriques,
- $R_{kd}, R_{kq}$ , résistances des circuits amortisseurs kd et kq.

Les éléments du vecteur de courant [I] sont:

$$[I] = [I_a \quad I_b \quad I_c \quad I_{kd} \quad I_{kq}]^t$$

avec:

- $I_a, I_b, I_c$ , courants dans les enroulements statoriques,
- $I_{kd}, I_{kq}$ , courants dans les amortisseurs d'axes direct et en quadrature.

Les éléments du vecteur flux  $[\psi]$  sont:

$$[\psi] = [\psi_a \quad \psi_b \quad \psi_c \quad \psi_{kd} \quad \psi_{kq}]^t$$

avec:

- $\psi_a, \psi_b, \psi_c$ , flux statoriques,
- $\psi_{kd}, \psi_{kq}$ , flux dans les amortisseurs.

Ces flux sont liés aux différents courants par la relation suivante:

$$[\psi] = [L][I] + [\psi_f]$$

$[L]$  est la matrice des inductances:

$$[L] = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} & M_{akd} & M_{akq} \\ M_{ba} & L_b & M_{bc} & M_{bkd} & M_{bkq} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_c & M_{ckd} & M_{ckq} \\ M_{kda} & M_{kdb} & M_{kdc} & L_{kd} & 0 \\ M_{kqa} & M_{kqb} & M_{kqc} & 0 & L_{kq} \end{bmatrix}$$

avec:

- $L_i$ , inductance propre du circuit  $i$
- $M_{ij}$ , mutuelle inductance entre les circuits  $i$  et  $j$ , ( $i \neq j$ )  
( $i$  et  $j = a, b, c, kd, kq$ )

$[\psi_f]$  est le vecteur des flux totaux des aimants à travers les enroulements statoriques et les amortisseurs rotoriques:

$$[\psi_f] = [\psi_{af} \quad \psi_{bf} \quad \psi_{cf} \quad \psi_{kdf} \quad \psi_{kqf}]^t$$

En décomposant les matrices indiquées ci-dessus en sous-matrices statoriques et rotoriques, l'équation des tensions peut se mettre sous la forme suivante:

$$\begin{bmatrix} [V_s] \\ [V_r] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [R_s] & [0] \\ [0] & [R_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I_s] \\ [I_r] \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left\{ \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I_s] \\ [I_r] \end{bmatrix} \right\} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} [\Psi_{sf}] \\ [\Psi_{rf}] \end{bmatrix} \quad (I-2)$$

avec:

$$[V_s] = [V_a \quad V_b \quad V_c]^t$$

$$[V_r] = [0 \quad 0]^t$$

$$[I_s] = [I_a \quad I_b \quad I_c]^t$$

$$[I_r] = [I_{kd} \quad I_{kq}]^t$$

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}$$

$$[R_r] = \begin{bmatrix} R_{kd} & 0 \\ 0 & R_{kq} \end{bmatrix}$$

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba} & L_b & M_{bc} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_c \end{bmatrix}$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} L_{kd} & 0 \\ 0 & L_{kq} \end{bmatrix}$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t = \begin{bmatrix} M_{akd} & M_{akq} \\ M_{bkd} & M_{bkq} \\ M_{ckd} & M_{ckq} \end{bmatrix}$$

$$[\Psi_{sf}] = [\Psi_{af} \quad \Psi_{bf} \quad \Psi_{cf}]^t$$

$$[\Psi_{rf}] = [\Psi_{kdf} \quad \Psi_{kqf}]^t$$

Le dernier terme de l'équation des tensions (I-2) peut être écrit sous la forme suivante:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} [\Psi_{sf}] \\ [\Psi_{rf}] \end{bmatrix} = \frac{d\theta}{dt} \frac{d}{d\theta} \begin{bmatrix} [\Psi_{sf}] \\ [\Psi_{rf}] \end{bmatrix} = \omega \begin{bmatrix} \left[ \frac{d}{d\theta} \Psi_{sf} \right] \\ \left[ \frac{d}{d\theta} \Psi_{rf} \right] \end{bmatrix} \quad (I-3)$$

où  $\theta$  est l'angle électrique. si  $\Theta$  est l'angle mécanique,  $\theta = p \Theta$  où  $p$  est le nombre de paires de pôles

et la pulsation  $\omega$  est telle  $\omega = p\Omega$  ( $\Omega$  vitesse mécanique du rotor)

L'équation (I-3) présente le vecteur des forces contre-électromotrices à vide dont les composantes sont  $e_a, e_b, e_c$ . Ce vecteur pourra s'écrire par la suite comme:

$$\omega \begin{bmatrix} \left[ \frac{d}{d\theta} \Psi_{sf} \right] \\ \left[ \frac{d}{d\theta} \Psi_{rf} \right] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [e_s] \\ [e_r] \end{bmatrix} \quad (I-4)$$

avec:

$$[e_s] = [e_a \quad e_b \quad e_c]^t$$

$$[e_r] = [0 \quad 0]^t$$

L'équation de base de la machine synchrone à aimants permanents sera alors:

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_{kd} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_{kq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \\ I_{kd} \\ I_{kq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left\{ \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} & M_{akd} & M_{akq} \\ M_{ba} & L_b & M_{bc} & M_{bkd} & M_{bkq} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_c & M_{ckd} & M_{ckq} \\ M_{kda} & M_{kdb} & M_{kdc} & L_{kd} & 0 \\ M_{kqa} & M_{kqb} & M_{kqc} & 0 & L_{kq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \\ I_{kd} \\ I_{kq} \end{bmatrix} \right\} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (I-5)$$

soit:

$$[V] = [R][I] + \frac{d}{dt}([L][I]) + [E] \quad (I-6)$$

$$\text{où } [E] = [e_a \quad e_b \quad e_c \quad 0 \quad 0]^t$$

### I.5.2.2- Expression du couple électromagnétique

Pour un système en rotation, le couple électromagnétique qui est produit par l'interaction entre les flux statoriques et rotoriques du moteur, peut être calculé par:

$$\Gamma_{em} = p \frac{\partial W_m}{\partial \theta} \quad (I-7)$$

où  $W_m$  est la coénergie magnétique. En régime non saturé elle peut être exprimée par la relation suivante:

$$W_m = \frac{1}{2}[I]^t[L][I] + [I]^t[\psi_f] + W_{ma} \quad (I-8)$$

où  $W_{ma}$  est la coénergie constante des aimants

Pour une machine synchrone triphasée à aimants permanents, en tenant compte de l'effet amortisseur du rotor, le couple électromagnétique sera donné par:

$$\Gamma_{em} = p \left( \frac{1}{2}[I]^t \frac{\partial}{\partial \theta} [L][I] + [I]^t \frac{\partial}{\partial \theta} [\psi_f] \right) = p \left( \frac{1}{2}[I]^t \frac{\partial}{\partial \theta} [L][I] + \frac{1}{\omega} [I]^t [E] \right) \quad (I-9)$$

### **I.5.3- Modélisation de la machine synchrone dans un repère lié au rotor**

Les équations électriques ci-dessus, peuvent s'écrire sous la forme d'un système d'équations d'état, pour faciliter leur résolution par une méthode numérique telle que celle de Runge-Kutta:

$$\frac{d}{dt}[\mathbf{I}] = [\mathbf{L}]^{-1} \left( [\mathbf{V}] - \left\{ [\mathbf{R}] + \omega \frac{d}{d\theta} [\mathbf{L}] \right\} [\mathbf{I}] - [\mathbf{E}] \right) \quad (\text{I-10})$$

La matrice des inductances est une fonction de l'angle  $\theta$  et donc du temps, par conséquent la résolution numérique de l'équation (I-10) exige l'inversion de la matrice des inductances à chaque pas de calcul. Or, l'inversion d'une matrice est un calcul assez long et nécessite de grandes précautions.

Afin de faciliter l'étude de la commande des machines synchrones, on utilise habituellement le modèle de la machine dans un repère lié au rotor, à l'aide de la transformation de Park [9, 13, 21].

### 1.5.3.1- Transformation Triphasé-Diphase

Les grandeurs triphasées sont liées aux grandeurs diphasées et homopolaire correspondantes par la relation suivante:

$$[\mathbf{G}_{abc}] = [\mathbf{T}_3][\mathbf{G}_{0\alpha\beta}] \quad (\text{I-11})$$

où  $[\mathbf{T}_3] = \begin{bmatrix} [\mathbf{T}_{31}] & [\mathbf{T}_{32}] \end{bmatrix}$  est la matrice de Concordia

avec:

$$[\mathbf{T}_{31}] = \sqrt{\frac{1}{3}} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (\text{I-12})$$

$$[\mathbf{T}_{32}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix}$$

La transformation de Concordia nous permet de passer du système a,b,c à un système 0, $\alpha$ , $\beta$ . On peut souligner les propriétés suivantes pour la matrice de Concordia:

$$[\mathbf{T}_3]^{-1} = [\mathbf{T}_3]^t \quad ; \quad [\mathbf{T}_{31}]^t [\mathbf{T}_{31}] = 1$$

$$[T_{32}]^t [T_{32}] = [1] \quad ; \quad [T_{32}]^t [T_{31}] = [0]$$

alors:

$$[G_{0\alpha\beta}] = [T_3]^t [G_{abc}] \quad (I-13)$$

Les phases de la machine synchrone sont alimentées par un onduleur triphasé sans liaison de neutre. Par conséquent le courant homopolaire est nul et même s'il existe une composante homopolaire de la tension, elle n'intervient pas dans l'échange d'énergie entre la source et la machine. On n'utilise alors que les variables diphasées  $\alpha, \beta$  obtenues à partir de la matrice de Concordia restreinte  $T_{32}$ :

$$[G_{\alpha\beta}] = [T_{32}]^t [G_{abc}] \quad (I-14)$$

### I.5.3.2- Transformation de Park.

La transformation de Park permet d'obtenir les équations de la machine synchrone dans un repère tournant lié au rotor grâce à une rotation appropriée égale à l'angle électrique  $\theta$  désignant la position du rotor.

Cette rotation est obtenue à l'aide de la matrice de Park  $P(\theta)$  telle que:

$$[P(\theta)] = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (I-15)$$

et nous avons:

$$[G_{\alpha\beta}] = [P(\theta)] [G_{dq}] \quad (I-16)$$

Nous rappelons quelques propriétés concernant cette matrice:

$$[P(\theta)] [P(\gamma)] = [P(\theta + \gamma)] \quad ; \quad [P(\theta)]^{-1} = [P(\theta)]^t = [P(-\theta)]$$

$$\frac{d}{d\theta} [P(\theta)] = [P(\theta + \pi/2)]$$

En appliquant la transformation inverse de Park aux grandeurs  $\alpha, \beta$ , nous obtenons les grandeurs statoriques dans le repère de Park:

$$[G_{dq}] = [P(-\theta)][G_{\alpha\beta}] \quad (I-17)$$

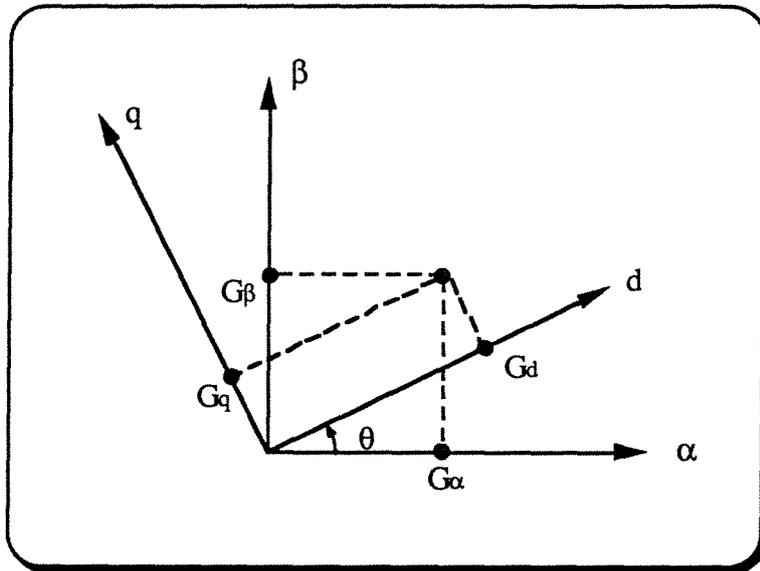


Figure I-13) Transformation de Park

A l'aide des transformations de Concordia restreinte et de Park, nous pouvons calculer les grandeurs d,q à partir des grandeurs a,b,c:

$$[G_{dq}] = [P(-\theta)][T_{32}]^t [G_{abc}] \quad (I-18)$$

soit:

$$[G_{dq}] = [P_3^2(\theta)]^t [G_{abc}] \quad (I-19)$$

avec:

$$[P_3^2(\theta)] = [T_{32}][P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (I-20)$$

### I.5.3.3- Équations électriques dans le repère de Park

En appliquant la transformation de Park au système d'équations de la machine synchrone précédemment établi, nous obtenons le système d'équations de la machine dans le repère de Park:

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} [V_{dq}] \\ [V_r] \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} [R_s] & [0] \\ [0] & [R_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I_{dq}] \\ [I_r] \end{bmatrix} \\
 &+ \begin{bmatrix} [P_3^2(\theta)]^t & [0] \\ [0] & [1] \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \left\{ \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [P_3^2(\theta)] & [0] \\ [0] & [1] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I_{dq}] \\ [I_r] \end{bmatrix} \right\} \\
 &+ \begin{bmatrix} [e_{dq}] \\ [e_r] \end{bmatrix} \tag{I-21}
 \end{aligned}$$

### I.5.4- Équation mécanique

Pour la machine synchrone dont la position angulaire du rotor est repérée par l'angle  $\Theta$ , l'équation mécanique s'écrit:

$$\Gamma_{em} - \Gamma_{ch} = J \frac{d^2\Theta}{dt} + f \frac{d\Theta}{dt} \tag{I-22}$$

où  $J$  est le moment d'inertie des parties tournantes de l'ensemble machine-charge,  $f$  est le coefficient de frottement visqueux et  $\Gamma_{ch}$  est le couple de charge.

Cette équation peut s'écrire sous forme de deux équations différentielles de premier ordre en introduisant l'angle électrique  $\theta$ :

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J} (p(\Gamma_{em} - \Gamma_{ch}) - f\omega) \tag{I-23}$$

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega$$

## I.6- Modèles des machines étudiées

Dans le paragraphe précédent, nous avons obtenu les modèles d'une machine synchrone à aimants permanents dans le cas général. En faisant une hypothèse simplificatrice sur la répartition des conducteurs statoriques nous pouvons simplifier les modèles obtenus précédemment.

Dans ce paragraphe nous considérons des machines à répartition sinusoïdale des conducteurs statoriques et des machines à répartition non sinusoïdale des conducteurs statoriques et à rotor lisse.

### **I.6.1- Modèle de la machine à répartition sinusoïdale des conducteurs statoriques**

Dans une telle machine les inductances propres et mutuelles des bobines statoriques sont des fonctions sinusoïdales de l'angle électrique  $\theta$  avec une périodicité de  $\pi$ . Les mutuelles inductances entre les bobines statoriques et rotoriques sont également des fonctions sinusoïdales de l'angle électrique  $\theta$  avec une périodicité de  $2\pi$ .

Les inductances propres des bobines statoriques, et leurs mutuelles, peuvent se mettre sous la forme suivante:

$$[L_s] = [L_{s0}] + [L_{s1}]$$

avec:

$$[L_{s0}] = \begin{bmatrix} L_{a0} & -\frac{1}{2}L_{g0} & -\frac{1}{2}L_{g0} \\ -\frac{1}{2}L_{g0} & L_{a0} & -\frac{1}{2}L_{g0} \\ -\frac{1}{2}L_{g0} & -\frac{1}{2}L_{g0} & L_{a0} \end{bmatrix}$$

$$[L_{s1}] = L_{g1} \begin{bmatrix} \cos(2\theta) & \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(2\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(2\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(2\theta) \\ \cos\left(2\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(2\theta) & \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix}$$

où  $L_{a0}$  et  $-\frac{1}{2}L_{g0}$  sont les valeurs moyennes des inductances propres et mutuelles des bobines statoriques et  $L_{g1}$  est la valeur maximale des inductances mutuelles des bobines statoriques.

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t = \begin{bmatrix} M_{kds} \cos(\theta) & -M_{kqs} \sin(\theta) \\ M_{kds} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -M_{kqs} \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ M_{kds} \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & -M_{kqs} \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix}$$

Les vecteurs de la force électromotrice dans une machine synchrone à aimants permanents à répartition sinusoïdale des conducteurs sont donnés par:

$$[e_s] = \begin{bmatrix} -\sqrt{\frac{2}{3}}\omega\psi_f \sin(\theta) \\ -\sqrt{\frac{2}{3}}\omega\psi_f \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sqrt{\frac{2}{3}}\omega\psi_f \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [e_r] = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

#### I.6.1.1- Équations électriques de la machine en d,q

D'après l'équation (I-21), nous obtenons le système suivant:

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -\omega L_q & 0 & -\omega M_{kq} \\ \omega L_d & R_s & \omega M_{kd} & 0 \\ 0 & 0 & R_{kd} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_{kq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_{kd} \\ I_{kq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d & 0 & M_{kd} & 0 \\ 0 & L_q & 0 & M_{kq} \\ M_{kd} & 0 & L_{kd} & 0 \\ 0 & M_{kq} & 0 & L_{kq} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_{kd} \\ I_{kq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega\psi_f \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I-24})$$

où:

$$L_d = \frac{3}{2}(L_{g0} + L_{g1}) + L_{a0}$$

$$L_q = \frac{3}{2}(L_{g0} - L_{g1}) + L_{a0}$$

$$M_{kd} = \sqrt{\frac{3}{2}}M_{kds}$$

$$M_{kq} = \sqrt{\frac{3}{2}}M_{kqs}$$

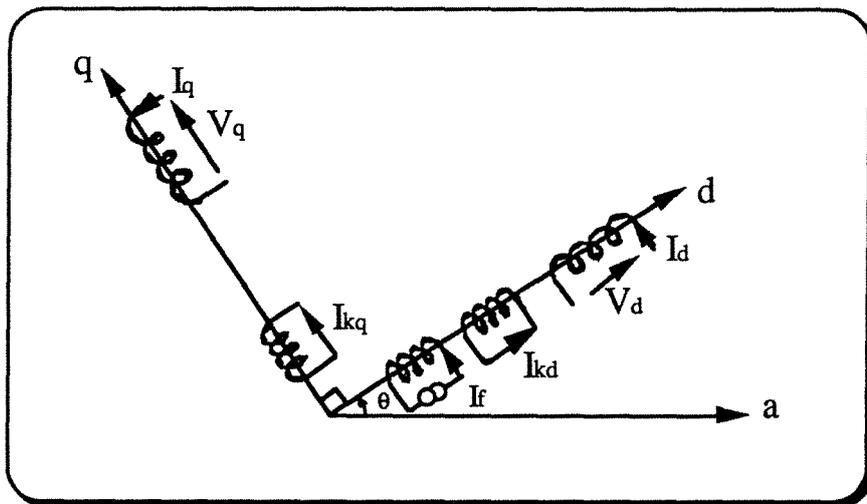


Figure I-14) Représentation des couplages d'une machine synchrone à aimants permanents dans le repère lié au rotor

Le système d'équations (I-24) utilise les paramètres des amortisseurs de la machine  $R_{kd}$ ,  $R_{kq}$ ,  $L_{kd}$ ,  $L_{kq}$ ,  $M_{kd}$ ,  $M_{kq}$ . Ces paramètres peuvent être calculés au moment du dimensionnement de la machine, mais il est difficile de les identifier séparément à partir d'essais externes sur la machine.

En effectuant des changements de variables, nous modifions certains éléments des matrices de l'équation (I-24). On introduit [6, 36]:

$$I_D = \frac{L_{kd}}{M_{kd}} I_{kd}$$

$$I_Q = \frac{L_{kq}}{M_{kq}} I_{kq}$$

Après ce changement de variables, on multiplie la troisième et la quatrième lignes du système d'équations (I-24) par  $\frac{M_{kd}}{L_{kd}}$  et  $\frac{M_{kq}}{L_{kq}}$  respectivement.

Le système d'équations (I-24) devient:

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -\omega L_q & 0 & -\omega \frac{M_{kq}^2}{L_{kq}} \\ \omega L_d & R_s & \omega \frac{M_{kd}^2}{L_{kd}} & 0 \\ 0 & 0 & R_{kd} \frac{M_{kd}^2}{L_{kd}^2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_{kq} \frac{M_{kq}^2}{L_{kq}^2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_D \\ I_Q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d & 0 & \frac{M_{kd}^2}{L_{kd}} & 0 \\ 0 & L_q & 0 & \frac{M_{kq}^2}{L_{kq}} \\ \frac{M_{kd}^2}{L_{kd}} & 0 & \frac{M_{kd}^2}{L_{kd}} & 0 \\ 0 & \frac{M_{kq}^2}{L_{kq}} & 0 & \frac{M_{kq}^2}{L_{kq}} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_D \\ I_Q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega \psi_f \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (I-25)$$

### I.6.1.2- Expression du couple électromagnétique en d,q

Le couple électromagnétique de la machine synchrone à aimants permanents en fonction des nouvelles grandeurs sera donné par l'expression suivante:

$$\Gamma_{em} = p(\psi_d I_q - \psi_q I_d) \quad (I-26)$$

où  $\psi_d$  et  $\psi_q$  sont donnés par:

$$\begin{aligned}\psi_d &= L_d I_d + \frac{M_{kd}^2}{L_{kd}} I_D + \psi_f \\ \psi_q &= L_q I_q + \frac{M_{kq}^2}{L_{kq}} I_Q\end{aligned}\tag{I-27}$$

### **I.6.2- Modèle de la machine à répartition non sinusoïdale des conducteurs statoriques et à rotor lisse**

Les machines à répartition non sinusoïdale des enroulements statoriques ont un modèle complexe dans le cas où on ne peut faire aucune hypothèse sur les saillances rotoriques. Cependant, dans le cas où le rotor peut être considéré comme lisse et sous l'hypothèse qu'il n'y a pas d'effet d'amortisseurs, nous pouvons obtenir un modèle relativement simple [12].

Dans le cas des machines à aimants disposés sur la surface rotorique, l'hypothèse du rotor lisse est justifiée par des caractéristiques des aimants (du type terres-rares ou ferrites).

Dans ce qui suit, nous considérerons ce type de machines synchrones.

#### I.6.2.1- Équations électriques

Les équations électriques de la machine (relation I-1), en l'absence des amortisseurs, deviennent:

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix}\tag{I-28}$$

avec:

$$\begin{bmatrix} \Psi_a \\ \Psi_b \\ \Psi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M & M \\ M & L_s & M \\ M & M & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Psi_{af}(\theta) \\ \Psi_{bf}(\theta) \\ \Psi_{cf}(\theta) \end{bmatrix} \quad (I-29)$$

où  $L_s$  est l'inductance propre de chaque phase statorique et  $M$  est la mutuelle inductance entre les différentes phases statoriques. Le rotor étant supposé lisse, ces inductances sont constantes (indépendantes de la position du rotor).

Dans le cas où la machine est alimentée par un onduleur triphasé classique la relation (I-28) devient alors:

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + \dot{\theta} \begin{bmatrix} \Psi'_{af} \\ \Psi'_{bf} \\ \Psi'_{cf} \end{bmatrix} \quad (I-30)$$

où  $L = L_s - M$  est l'inductance cyclique

La relation liant  $\Psi'_{af}$ ,  $\Psi'_{bf}$  et  $\Psi'_{cf}$  aux f.e.m. à vide de la machine pour une vitesse  $\Omega$  imposée est donné par:

$$\begin{bmatrix} \Psi'_{af} \\ \Psi'_{bf} \\ \Psi'_{cf} \end{bmatrix} = \frac{1}{p\Omega} \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (I-31)$$

### I.6.2.2- Couple électromagnétique

Le couple électromagnétique de la machine peut être obtenu à partir des courants et des f.e.m. statoriques:

$$\Gamma_{em} = \frac{p}{\omega} (e_a I_a + e_b I_b + e_c I_c) = p(\Psi'_{af} I_a + \Psi'_{bf} I_b + \Psi'_{cf} I_c) \quad (I-32)$$

Le modèle de la machine (relation I-30 et I-32) est présenté dans un repère fixe lié au stator. Dans le cas général  $\Psi'_{af}$ ,  $\Psi'_{bf}$  et  $\Psi'_{cf}$  (relation I-31) sont fonctions de  $\theta$  et peuvent comporter des harmoniques impairs.

### I.6.2.3- Équations équivalentes en $\alpha, \beta$

En appliquant la transformation de Concordia restreinte, nous obtenons:

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} + \dot{\theta} \begin{bmatrix} G_\alpha \\ G_\beta \end{bmatrix} \quad (I-33)$$

$$\Gamma_{em} = p(G_\alpha I_\alpha + G_\beta I_\beta) \quad (I-34)$$

$$\text{où } \begin{bmatrix} G_\alpha \\ G_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Psi'_{\alpha f} \\ \Psi'_{\beta f} \end{bmatrix}$$

### I.6.2.4- Équations équivalentes dans un repère lié au rotor

Après application de la transformation de Park, nous obtenons le modèle de la machine synchrone à rotor lisse sans amortisseurs dans un repère lié au rotor.

Dans ce repère l'équation (I-33) devient:

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + L \dot{\theta} P \left( \frac{\pi}{2} \right) \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \dot{\theta} \begin{bmatrix} G_d \\ G_q \end{bmatrix} \quad (I-35)$$

$$\text{où } \begin{bmatrix} G_d \\ G_q \end{bmatrix} = P(-\theta) \begin{bmatrix} G_\alpha \\ G_\beta \end{bmatrix}$$

L'expression du couple électromagnétique définie par (I-34) devient:

$$\Gamma_{em} = p(G_d I_d + G_q I_q) \quad (I-36)$$

## I.7- Modélisation du convertisseur statique

Comme on l'a vu précédemment, l'alimentation de la machine est assurée par un onduleur commandé par modulation de largeur d'impulsions (MLI). Dans ce paragraphe nous présenterons un modèle simple de l'onduleur: parmi les trois méthodes de modélisation des composants semiconducteurs, nous avons choisi celle qui est bien adaptée à la simulation des machines tournantes associées aux convertisseurs statiques tout en étant simple et facile à programmer.

### I.7.1- Méthode de la "topologie variable restreinte"

Dans cette méthode, le modèle choisi pour l'onduleur assimile les semiconducteurs à des interrupteurs parfaits (résistance nulle à l'état passant, résistance infinie à l'état bloqué, réaction instantanée aux signaux de commande).

La tension de sortie  $V_{im}$  de chaque branche d'onduleur (figure I-15) vaudra donc:

- E si le transistor  $T_i$  ou si la diode  $D_i$  sont passants
- 0 si le transistor  $T'_i$  ou si la diode  $D'_i$  sont passants

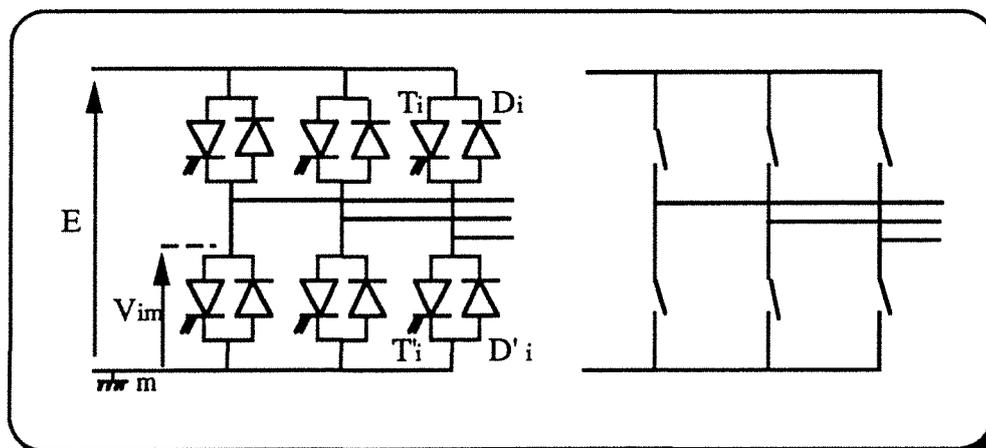


Figure I-15) Onduleur et son équivalent

La méthode de "topologie restreinte" consiste à déterminer à priori une liste de configurations du circuit qui seront considérées à un instant donné comme possibles à

l'exclusion de toute autre [33]. Ce choix repose sur la connaissance des divers modes de fonctionnement du convertisseur et sur les hypothèses simplificatrices concernant les autres organes du système étudié.

### I.7.2- Modèle de l'onduleur à MLI

Nous étudions ici le cas d'une machine triphasée alimentée par un onduleur commandé en MLI.

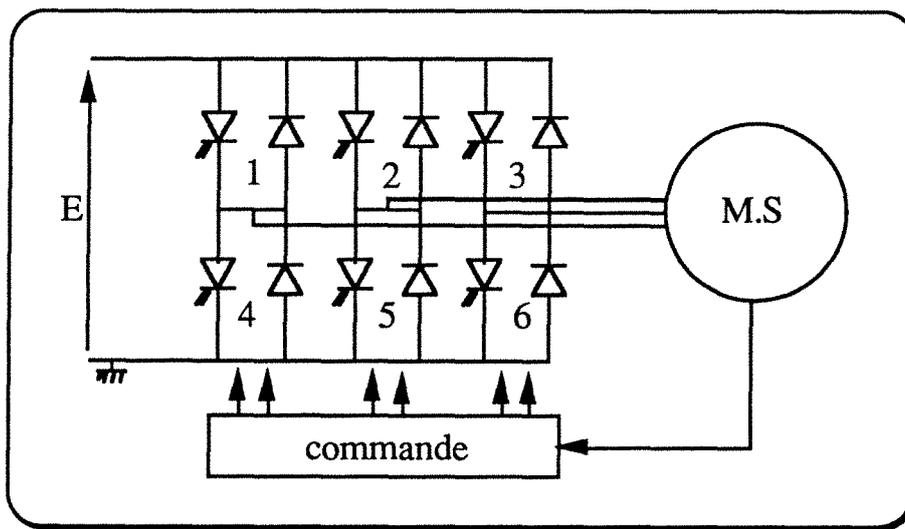


Figure I-16) Structure de l'onduleur

La figure (I-16) présente une source de tension qui est connectée aux bornes des enroulements statoriques de la machine à travers un onduleur composé de six interrupteurs bidirectionnels. Les six interrupteurs relient les deux entrées de l'onduleur à ses trois sorties [26, 32]. L'onduleur peut donc être modélisé par une matrice de connexion  $C$ , de dimension  $(2,3)$ . Chaque élément de cette matrice représente l'état de conduction de l'interrupteur bidirectionnel:

- si  $C(i,j)=1$  l'interrupteur reliant la borne  $i$  de la source continue et la phase  $j$  de la machine est passant.
- si  $C(i,j)=0$  alors l'interrupteur correspondant est bloqué.

La matrice de connexion permet de déterminer le nombre de phases alimentées de la machine:

- si  $\sum_i \sum_j C(i, j) = 0$  ou 1 alors aucune phase statorique n'est alimentée
- si  $\sum_i \sum_j C(i, j) = 2$  alors deux phases statoriques sont alimentées
- si  $\sum_i \sum_j C(i, j) = 3$  alors trois phases statoriques sont alimentées

Lorsque la machine est alimentée par un onduleur à MLI, les trois phases sont toujours connectées à la source continue (figure I-17).

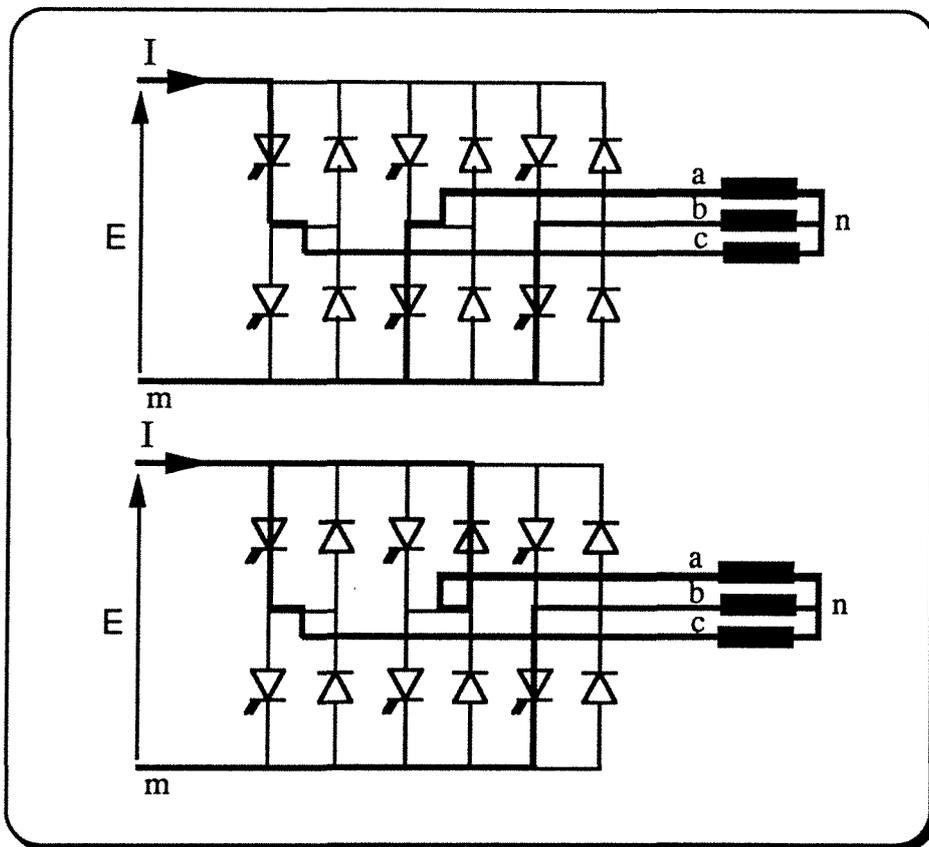


Figure I-17) Alimentation de trois phases par 3 transistors ou 2 transistors et une diode

La matrice de connexion permet d'obtenir les tensions à la sortie de l'onduleur par rapport à la tension de source continue:

$$\begin{bmatrix} V_{am} \\ V_{bm} \\ V_{cm} \end{bmatrix} = [C]^t \begin{bmatrix} E \\ 0 \end{bmatrix} \quad (I-37)$$

Les tensions diphasées ( $v_\alpha$  et  $v_\beta$ ) équivalentes sont donc:

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = T_{32}^t \begin{bmatrix} V_{am} \\ V_{bm} \\ V_{cm} \end{bmatrix} \quad (I-38)$$

## **Conclusion**

Dans ce chapitre nous avons d'abord présenté brièvement les différentes structures des machines synchrones à aimants permanents et les différentes solutions possibles pour les alimenter à l'aide des convertisseurs statiques.

Ensuite, nous avons établi les équations électriques et mécanique régissant le fonctionnement de la machine synchrone à aimants permanents à stator lisse et en tenant compte de l'effet amortisseur. Pour les machines synchrones à répartition sinusoïdale des conducteurs statoriques, les équations générales conduisent aux équations classiques de la machine synchrone. Nous avons également modélisé les machines synchrones à répartition non sinusoïdale des conducteurs statoriques à rotor lisse, et enfin nous avons terminé ce chapitre par la modélisation d'un onduleur à MLI.

Dans les chapitres suivants, nous utiliserons ces modèles pour établir les lois permettant le contrôle du couple des machines synchrones à aimants à répartition sinusoïdale ou non sinusoïdale des conducteurs statoriques.



CHAPITRE II  
COMMANDE VECTORIELLE DES MACHINES  
SYNCHRONES À AIMANTS PERMANENTS



## COMMANDE VECTORIELLE DES MACHINES SYNCHRONES À AIMANTS PERMANENTS

- Introduction .....	51
1- Modèle opérationnel de la MSAP .....	52
2- Modèle de l'onduleur à commande MLI .....	56
3- Stratégies de contrôle du courant .....	58
3.1- Diagramme de phase .....	58
3.2- Fonctionnement à couple maximal .....	60
3.3- Fonctionnement à facteur de puissance unitaire .....	61
3.4- Fonctionnement à $I_d$ constant .....	62
4- Découplage du contrôle des courants direct et en quadrature .....	63
4.1- Premier type de compensation .....	64
4.2- Deuxième type de compensation .....	66
5- Stratégie de la commande .....	68
6- Simulation numérique de l'ensemble machine-convertisseur-commande .....	70
6.1- Structure générale du programme de simulation .....	70
6.2- Résultats de la simulation numérique .....	72
6.3- Sensibilité aux variations des paramètres de la machine .....	75
7- Identification "en ligne" des constantes de temps électriques de la machine .....	78
7.1- Estimation des courants statoriques .....	78
7.2- Algorithme d'identification .....	80
7.3- Résultats de la simulation .....	84
- Conclusion .....	86



## **Commande vectorielle des machines synchrones à aimants permanents**

### **Introduction**

Après avoir modélisé dans le chapitre précédent la machine synchrone à aimants permanents à répartition sinusoïdale des conducteurs statoriques, nous nous proposons, dans ce chapitre, d'utiliser ces modèles pour la commande vectorielle du moteur.

Notre principal objectif est de décrire le comportement de la machine synchrone d'une manière simple, analogue à celle de la machine à courant continu à excitation séparée. Par la suite nous chercherons les lois qui permettent d'atteindre ce but.

Nous établirons d'abord les différentes écritures opérationnelles et les différentes constantes de temps, puis nous étudierons les différentes stratégies de contrôle du courant ainsi que les algorithmes de découplage des grandeurs suivant les deux axes direct et en quadrature. Ensuite nous présenterons les résultats obtenus par la simulation numérique de l'ensemble machine-convertisseur-commande.

Nous terminerons ce chapitre en proposant une méthode efficace d'identification "en ligne" des constantes de temps de la machine. Ceci permettra de suivre l'évolution éventuelle des paramètres de la machine en cours de fonctionnement.

## II.1- Modèle opérationnel de la MSAP

Reprenons les équations électriques et mécanique de la machine synchrone à aimants permanents (relations I-23 et I-25):

$$\left\{ \begin{array}{l} V_d = R_s I_d + L_d \frac{d}{dt} I_d - \omega L_q I_q + \frac{M_{kd}^2}{L_{kd}} \frac{d}{dt} I_D - \omega \frac{M_{kq}^2}{L_{kq}} I_Q \\ V_q = R_s I_q + L_q \frac{d}{dt} I_q + \omega L_d I_d + \frac{M_{kq}^2}{L_{kq}} \frac{d}{dt} I_Q + \omega \frac{M_{kd}^2}{L_{kd}} I_D + \omega \psi_f \end{array} \right. \quad (\text{II-1})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} 0 = \frac{R_{kd}}{L_{kd}} I_D + \frac{d}{dt} I_d + \frac{d}{dt} I_D \\ 0 = \frac{R_{kq}}{L_{kq}} I_Q + \frac{d}{dt} I_q + \frac{d}{dt} I_Q \end{array} \right. \quad (\text{II-2})$$

$$\Gamma_{em} - \Gamma_{ch} = \frac{1}{p} (J \frac{d\omega}{dt} + f\omega) \quad (\text{II-3})$$

Comme nous pouvons le constater, ce système d'équations est non linéaire. Or, pour dimensionner les régulateurs de type P.I., nous avons besoin d'un modèle linéaire. Nous allons donc linéariser le système d'équations de la machine autour d'un point de fonctionnement caractérisé par:

$$V_{d0}, V_{q0}, I_{d0}, I_{q0}, I_{D0}, I_{Q0}, \Gamma_{em0}, \Gamma_{ch0} \text{ et } \omega_0$$

On obtient:

$$\left\{ \begin{array}{l} \Delta V_d = R_s \Delta I_d + L_d \frac{d}{dt} \Delta I_d - \omega_0 L_q \Delta I_q - \Delta \omega L_q I_{q0} + \frac{M_{kd}^2}{L_{kd}} \frac{d}{dt} \Delta I_D \\ \quad - \omega_0 \frac{M_{kq}^2}{L_{kq}} \Delta I_Q - \Delta \omega \frac{M_{kq}^2}{L_{kq}} I_{Q0} \\ \Delta V_q = R_s \Delta I_q + L_q \frac{d}{dt} \Delta I_q + \omega_0 L_d \Delta I_d + \Delta \omega L_d I_{d0} + \frac{M_{kq}^2}{L_{kq}} \frac{d}{dt} \Delta I_Q \\ \quad + \omega_0 \frac{M_{kd}^2}{L_{kd}} \Delta I_D + \Delta \omega \frac{M_{kd}^2}{L_{kd}} I_{D0} \end{array} \right. \quad (\text{II-4})$$

$$\begin{cases} 0 = \frac{R_{kd}}{L_{kd}} \Delta I_D + \frac{d}{dt} \Delta I_d + \frac{d}{dt} \Delta I_D \\ 0 = \frac{R_{kq}}{L_{kq}} \Delta I_Q + \frac{d}{dt} \Delta I_q + \frac{d}{dt} \Delta I_Q \end{cases} \quad (\text{II-5})$$

$$\Delta \Gamma_{em} - \Delta \Gamma_{ch} = \frac{1}{p} (J \frac{d\Delta\omega}{dt} + f\Delta\omega) \quad (\text{II-6})$$

où  $\Delta V_d$ ,  $\Delta V_q$ ,  $\Delta I_d$ ,  $\Delta I_q$ ,  $\Delta I_D$ ,  $\Delta I_Q$ ,  $\Delta \Gamma_{em}$ ,  $\Delta \Gamma_{ch}$  et  $\Delta \omega$  représentent les variations des différentes variables autour du point de fonctionnement.

Dans la plupart des cas, la constante de temps mécanique est très grande devant les constantes de temps électriques. Donc la vitesse peut être considérée comme constante pendant la variation des courants autour de chaque point de fonctionnement. Ceci permet de découpler les équations électriques de l'équation mécanique.

Dans ce cas le système d'équations électriques de la machine devient:

$$\begin{cases} \Delta V_d = R_s \Delta I_d + L_d \frac{d}{dt} \Delta I_d - \omega_0 L_q \Delta I_q + \frac{M_{kd}^2}{L_{kd}} \frac{d}{dt} \Delta I_D - \omega_0 \frac{M_{kq}^2}{L_{kq}} \Delta I_Q \\ \Delta V_q = R_s \Delta I_q + L_q \frac{d}{dt} \Delta I_q + \omega_0 L_d \Delta I_d + \frac{M_{kq}^2}{L_{kq}} \frac{d}{dt} \Delta I_Q + \omega_0 \frac{M_{kd}^2}{L_{kd}} \Delta I_D \end{cases} \quad (\text{II-7})$$

$$\begin{cases} 0 = \frac{R_{kd}}{L_{kd}} \Delta I_D + \frac{d}{dt} \Delta I_d + \frac{d}{dt} \Delta I_D \\ 0 = \frac{R_{kq}}{L_{kq}} \Delta I_Q + \frac{d}{dt} \Delta I_q + \frac{d}{dt} \Delta I_Q \end{cases} \quad (\text{II-8})$$

Les courants rotoriques n'étant pas accessibles, ils seront exprimés en fonction des courants statoriques à partir des équations (II-8). Ceci permet d'aboutir à un modèle ne dépendant que des grandeurs statoriques.

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = [Z] \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (\text{II-9})$$

avec:

$$[Z] = \begin{bmatrix} R_s + \left( L_d - \frac{M_{kd}^2 s}{R_{kd} + L_{kd} s} \right) s & -\omega \left( L_q - \frac{M_{kq}^2 s}{R_{kq} + L_{kq} s} \right) \\ \omega \left( L_d - \frac{M_{kd}^2 s}{R_{kd} + L_{kd} s} \right) & R_s + \left( L_q - \frac{M_{kq}^2 s}{R_{kq} + L_{kq} s} \right) s \end{bmatrix}$$

où

- $i_d, i_q, v_d$  et  $v_q$  sont respectivement les transformées de Laplace de  $\Delta I_d, \Delta I_q, \Delta V_d$  et  $\Delta V_q$ ,
- $s$  est la variable de Laplace,
- $[Z]$  est la matrice des impédances opérationnelles de la machine

On pose:

$$L_d(s) = L_d - \frac{M_{kd}^2 s}{R_{kd} + L_{kd} s} \tag{II-10}$$

$$L_q(s) = L_q - \frac{M_{kq}^2 s}{R_{kq} + L_{kq} s}$$

où  $L_d(s)$  et  $L_q(s)$  désignent les inductances opérationnelles suivant l'axe direct et l'axe en quadrature.

La matrice des impédances opérationnelles  $[Z]$  s'écrit:

$$[Z(s)] = \begin{bmatrix} R_s + sL_d(s) & -\omega L_q(s) \\ \omega L_d(s) & R_s + sL_q(s) \end{bmatrix} \tag{II-11}$$

Dans le cas des machines synchrones à aimants permanents alimentées par l'onduleur à MLI, on impose les tensions de sorte que l'on obtient les courants voulus:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = [Y] \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} \tag{II-12}$$

avec:

$$[Y(s)] = [Z(s)]^{-1} = \frac{1}{D(s)} \begin{bmatrix} R_s + sL_q(s) & \omega L_q(s) \\ -\omega L_d(s) & R_s + sL_d(s) \end{bmatrix} \quad (\text{II-13})$$

$$\text{où } D(s) = (R_s + sL_q(s))(R_s + sL_d(s)) + \omega^2 L_d(s)L_q(s)$$

$D(s)$  peut encore s'écrire:

$$D(s) = R_s^2 \left[ (1 + s\tau_q(s))(1 + s\tau_d(s)) + \omega^2 \tau_d(s)\tau_q(s) \right] \quad (\text{II-14})$$

où  $\tau_d(s)$  et  $\tau_q(s)$  sont définies par:

$$\tau_d(s) = \frac{L_d(s)}{R_s} \quad (\text{II-15})$$

$$\tau_q(s) = \frac{L_q(s)}{R_s}$$

$\tau_d(s)$  et  $\tau_q(s)$  peuvent être écrites sous la forme suivante:

$$\tau_d(s) = \tau_d \frac{1 + \tau_d''s}{1 + \tau_{d0}''s} \quad (\text{II-16})$$

$$\tau_q(s) = \tau_q \frac{1 + \tau_q''s}{1 + \tau_{q0}''s}$$

Les paramètres  $\tau_d$ ,  $\tau_q$ ,  $\tau_d''$ ,  $\tau_q''$ ,  $\tau_{d0}''$  et  $\tau_{q0}''$  sont les différentes constantes de temps de la machine. Elles sont définies ci-dessous:

$$\tau_d = \frac{L_d}{R_s} \quad ; \quad \tau_q = \frac{L_q}{R_s}$$

où  $\tau_d$  et  $\tau_q$  sont respectivement les constantes de temps suivant l'axe direct et l'axe en quadrature des enroulements statoriques en l'absence des amortisseurs et du circuit d'excitation ;

$$\text{et } \tau_{d0}'' = \frac{L_{kd}}{R_{kq}} \quad ; \quad \tau_{q0}'' = \frac{L_{kq}}{R_{kq}}$$

où  $\tau''_{d0}$  et  $\tau''_{q0}$  sont les constantes de temps subtransitoires longitudinale et transversale en circuit ouvert ou bien les constantes de temps des circuits amortisseurs en l'absence d'autres circuits ;

$$\text{enfin } \tau''_d = \frac{L_{kd}}{R_{kd}} \left( 1 - \frac{M_{kd}^2}{L_d L_{kd}} \right) = \tau''_{d0} \sigma_d \quad ; \quad \tau''_q = \frac{L_{kq}}{R_{kq}} \left( 1 - \frac{M_{kq}^2}{L_q L_{kq}} \right) = \tau''_{q0} \sigma_q$$

où  $\tau''_d$  et  $\tau''_q$  sont les constantes de temps subtransitoires longitudinale et transversale en court circuit,

$\sigma_d = 1 - \frac{M_{kd}^2}{L_{kd} L_d}$  est le coefficient de dispersion entre la bobine statorique directe et le circuit amortisseur kd (§ I.5)

et  $\sigma_q = 1 - \frac{M_{kq}^2}{L_{kq} L_q}$  est le coefficient de dispersion entre la bobine statorique en quadrature et le circuit amortisseur kq (§ I.5).

## II.2- Modèle de l'onduleur à commande MLI

Considérons la figure (II-1) qui représente le schéma fonctionnel d'un onduleur de tension triphasé à commande MLI.

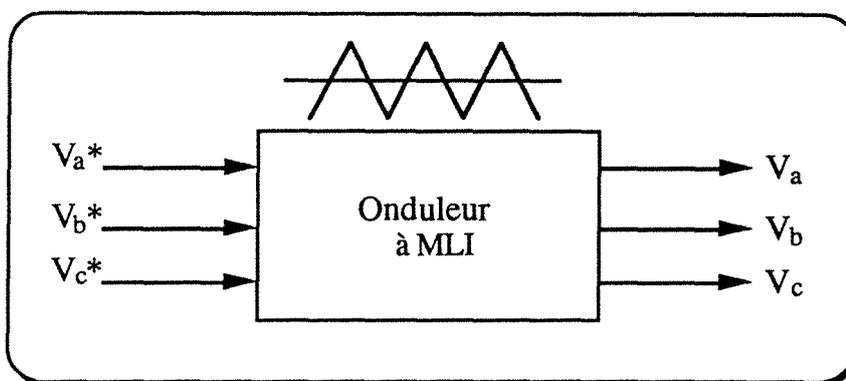


Figure II-1) Schéma fonctionnel d'un onduleur à commande MLI

La relation liant les tensions de sortie ( $V_a, V_b, V_c$ ) aux tensions de référence ( $V_a^*, V_b^*, V_c^*$ ) peut être exprimée simplement par un gain  $G_0$  [6, 18]:

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = G_0 \begin{bmatrix} V_a^* \\ V_b^* \\ V_c^* \end{bmatrix} \quad (\text{II-17})$$

avec:

$$G_0 = \frac{E}{2U_p}$$

où E = tension continue à l'entrée de l'onduleur

$U_p$  = amplitude de la porteuse

Il faut noter que ce modèle d'onduleur est d'autant plus réaliste que la fréquence de la porteuse (hachage des tensions) est plus grande et que le temps mort est plus faible. Avec des onduleurs à IGBT la fréquence de hachage est suffisamment élevée ( $\geq 15$  kHz) et le temps mort est suffisamment faible ( $\leq 5$  ms) pour que même en régime transitoire l'onduleur à MLI puisse être modélisé par un gain.

Le modèle de l'onduleur à MLI dans le repère d,q sera obtenu en utilisant la transformation de Concordia restreinte et celle de Park:

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = G_0 \begin{bmatrix} V_d^* \\ V_q^* \end{bmatrix} \quad (\text{II-18})$$

Le schéma de principe de la commande vectorielle est représenté sur la figure (II-2).

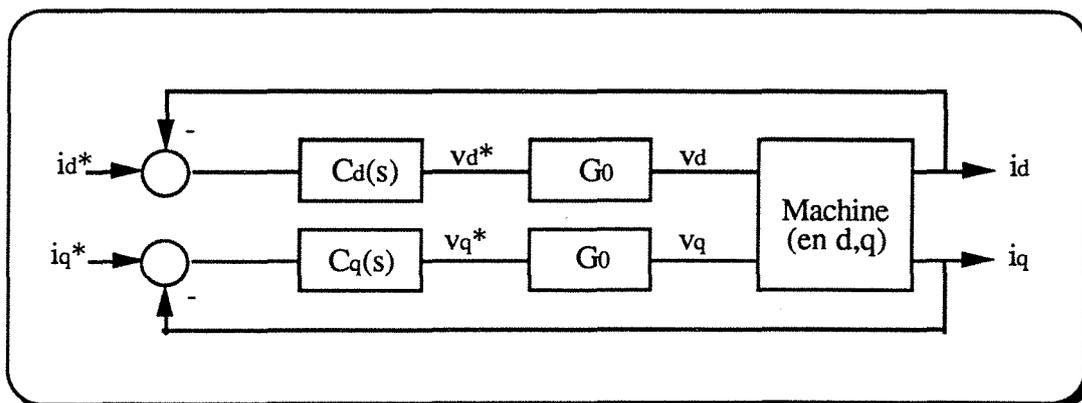


Figure II-2) Schéma de la commande vectorielle

Pour simplifier le schéma et les équations du système global, on suppose que l'onduleur est modélisé par un gain unitaire et on va confondre  $V_d$  et  $V_q$  respectivement avec  $V_d^*$  et  $V_q^*$ .

## II.3- Stratégies de contrôle du courant

### II.3.1- Diagramme de phase

Les équations électriques de la machine synchrone en régime permanent sont:

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -X_q \\ X_d & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ E \end{bmatrix} \quad (\text{II-19})$$

Où  $E = \omega\psi_f$  représente la force électromotrice à vide de la machine,  $X_d$  et  $X_q$  sont les réactances synchrones longitudinale et transversale associées à  $L_d$  et  $L_q$  pour une pulsation  $\omega$  (en régime établi les courants d'amortisseur d'une machine à répartition sinusoïdale des conducteurs et alimentée par des courants sinusoïdaux sont nuls).

Une représentation matricielle des tensions, des courants et des flux est:

$$\begin{bmatrix} V_{dq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} I_{dq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} \Psi_{dq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Psi_d \\ \Psi_q \end{bmatrix} \quad (\text{II-20})$$

On associe à ces grandeurs les vecteurs correspondants  $\vec{V}_{dq}$ ,  $\vec{I}_{dq}$  et  $\vec{\Psi}_{dq}$  de la figure (II-3) qui représente le diagramme de phase de la machine en fonctionnement moteur:

$$\vec{V}_{dq} = \vec{V}_d + \vec{V}_q \quad \vec{I}_{dq} = \vec{I}_d + \vec{I}_q \quad \vec{\Psi}_{dq} = \vec{\Psi}_d + \vec{\Psi}_q$$

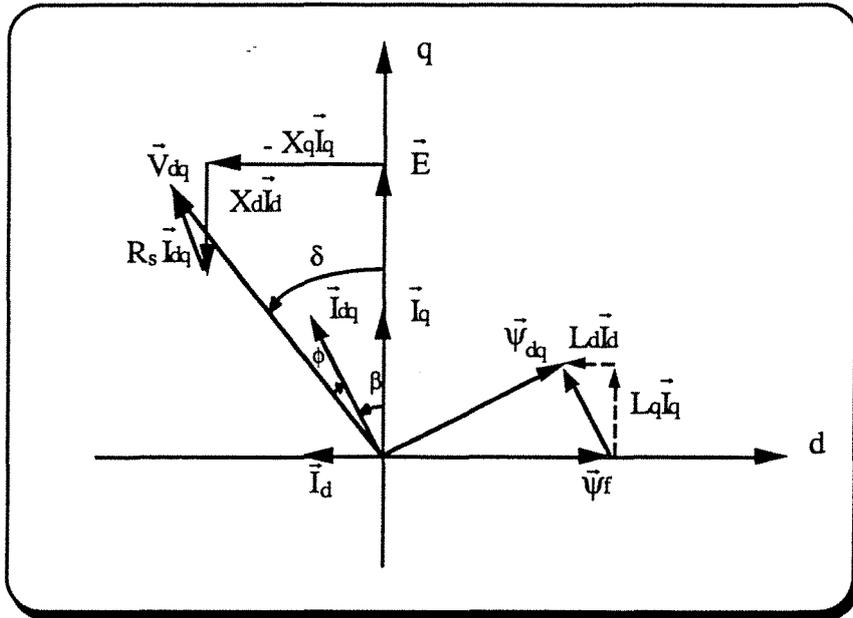


Figure II-3) Diagramme de phase de la machine dans le repère d,q

où:

- $\phi$  est le déphasage entre la tension et le courant.
- $\delta$  est le déphasage entre la tension et la f.e.m. à vide
- $\beta$  est le déphasage entre le courant et la f.e.m. à vide, tel que:  
 $\beta = \delta + \phi$

En utilisant ce diagramme, nous pouvons décrire plusieurs états de fonctionnement de l'ensemble convertisseur-machine.

A partir du diagramme de phase on obtient:

$$I_d = -I \sin\beta \tag{II-21}$$

$$I_q = I \cos\beta$$

où I est le module du vecteur courant

En substituant (II-21) dans (II-19), les équations électriques de la machine deviennent:

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = I \begin{bmatrix} R_s & -\omega L_q \\ \omega L_d & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\sin \beta \\ \cos \beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ E \end{bmatrix} \quad (\text{II-22})$$

avec:

$$\text{tg} \beta = -\frac{I_d}{I_q} \quad (\text{II-23})$$

Le couple électromagnétique est donné par l'expression suivante:

$$\Gamma_{em} = p \left( \psi_f I \cos \beta + \frac{1}{2} (L_d - L_q) I^2 \sin 2\beta \right) \quad (\text{II-24})$$

L'équation (II-24) montre que le couple dépend de deux variables  $I$  et  $\beta$ . Il s'agit donc de définir une relation entre ces deux variables pour avoir différentes stratégies de contrôle du courant [20].

### II.3.2- Fonctionnement à couple maximal

Un critère usuel pour la commande en couple consiste à avoir, pour un couple donné, le minimum de courant (minimum de pertes joules dans la machine). Pour une amplitude du courant  $I$  donné, l'angle  $\beta$  optimal qui maximise le couple est déterminé par:

$$\frac{\partial \Gamma_{em}}{\partial \beta} = 0 \quad (\text{II-25})$$

On obtient alors:

$$\beta = \arcsin \left( \frac{\psi_f - \sqrt{\psi_f^2 + 8(L_d - L_q)^2 I^2}}{4(L_d - L_q)I} \right) \quad (\text{II-26})$$

On remarque trois cas:

- $L_d > L_q$  : l'angle  $\beta$  est négatif et le courant  $I_d$  positif
- $L_d < L_q$  : l'angle  $\beta$  est positif et le courant  $I_d$  négatif

- $L_d = L_q$  : dans ce cas, pour avoir un couple maximal, il faut que le déphasage du courant par rapport à la f.e.m. soit nul ; autrement dit  $I_d$  doit être égal à zéro. Le couple de la machine sera alors directement proportionnel à  $I_q$ :

$$\Gamma_{em} = p\psi_f I_q = KI_q$$

### II.3.3- Fonctionnement à facteur de puissance unitaire

Afin de minimiser le volume total de l'onduleur (lié au refroidissement de celui-ci) et sa puissance apparente, on peut imposer par la commande un facteur de puissance unitaire.

La figure (II-4) présente le diagramme de phase d'une machine à facteur de puissance égal à un.

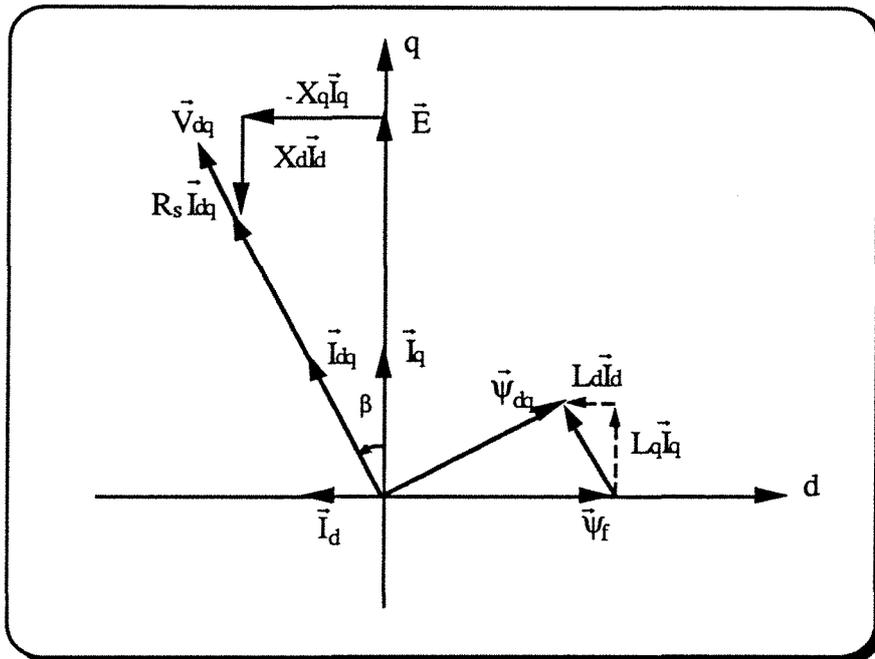


Figure II-4) Diagramme de phase d'une machine à  $\cos \phi = 1$

A partir de ce diagramme, on peut obtenir la loi de commande de l'angle  $\beta$ :

$$\beta = \arcsin \left( \frac{\psi_f - \sqrt{\psi_f^2 - 4L_q(L_d - L_q)^2 I^2}}{2(L_d - L_q)I} \right) \quad (\text{II-27})$$

Dans le cas d'une machine lisse ( $L_d = L_q = L$ ) avec un facteur de puissance unitaire, l'angle  $\beta$  et le couple correspondant peuvent être exprimées en fonction du courant par:

$$\beta = \arcsin \left( \frac{LI}{\psi_f} \right) \quad (\text{II-28})$$

$$\Gamma_{em} = pI\sqrt{\psi_f^2 - L^2 I^2} \quad (\text{II-29})$$

### II.3.4- Fonctionnement à $I_d$ constant

A  $I_d$  fixé le couple devient proportionnel au courant  $I_q$ :

$$\Gamma_{em} = p(\psi_f + (L_d - L_q)I_{d_{\text{Constant}}})I_q = KI_q \quad (\text{II-30})$$

Afin d'obtenir la meilleure dynamique du couple, on fixe le courant  $I_d$  à la valeur  $I_{d_{\text{max}}}$  qui, à courant maximal, conduit au couple le plus élevé.

Dans le cas des machines à aimants où  $L_d$  est supérieur à  $L_q$ , le courant  $I_d$  imposé est positif ; il faut veiller à ce que la machine ne se sature pas. Par contre, dans le cas de certaines machines à aimants où  $L_d$  est inférieur à  $L_q$ ,  $I_d$  choisi est négatif ; il faut alors éviter de démagnétiser les aimants.

### II.4- Découplage du contrôle des courants direct et en quadrature

La linéarisation du système d'équations de la machine autour d'un point de fonctionnement nous permet d'exprimer les courants  $i_d$  et  $i_q$  de la façon suivante:

$$i_d = \frac{(R_s + L_q(s)s)v_d + L_q(s)\omega v_q}{(R_s + L_d(s)s)(R_s + L_q(s)s) + L_d(s)L_q(s)\omega^2}$$

$$i_q = \frac{(R_s + L_d(s)s)v_q - L_d(s)\omega v_d}{(R_s + L_d(s)s)(R_s + L_q(s)s) + L_d(s)L_q(s)\omega^2}$$
(II-31)

Le système d'équations (II-31) nous donne le schéma fonctionnel de la figure (II-5).

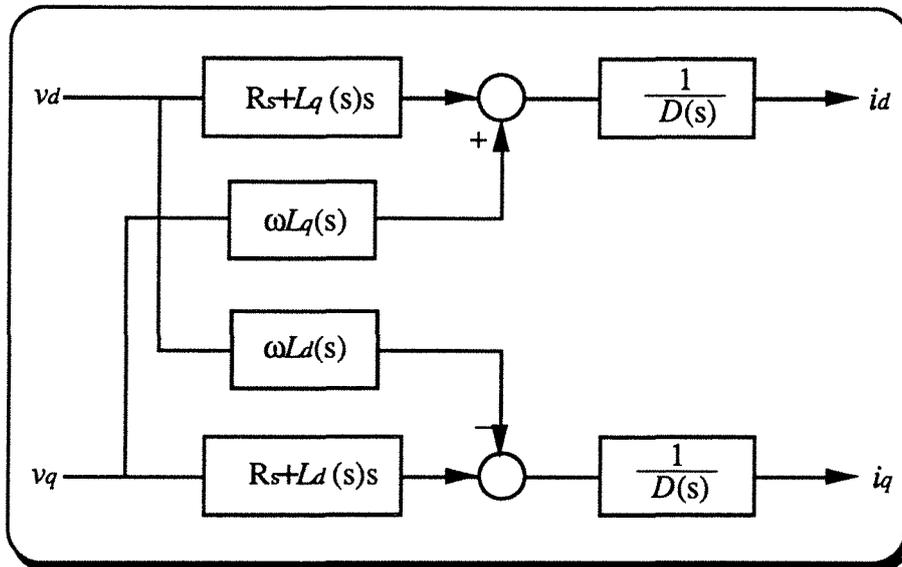


Figure II-5) Schéma fonctionnel de la machine synchrone

avec:  $D(s) = (R_s + L_d(s)s)(R_s + L_q(s)s) + L_d(s)L_q(s)\omega^2$

On remarque que le courant  $i_d$ , aussi bien que le courant  $i_q$ , dépendent à la fois des tensions  $v_d$  et  $v_q$ . Ce couplage entraîne une variation du courant  $i_d$ , lors des variations du courant  $i_q$  et vice-versa. Il existe plusieurs méthodes de compensation de ce couplage:

### II.4.1- Premier type de compensation [4, 37, 38]

Posons:

$$v'_d = v_d + \omega L_q(s) i_q = (R_s + s L_d(s)) i_d \quad (\text{II-32})$$

$$v'_q = v_q - \omega L_d(s) i_d = (R_s + s L_q(s)) i_q$$

En introduisant les deux lois de commande:

$$v_d = v'_d - \omega L_q(s) i_q \quad (\text{II-33})$$

$$v_q = v'_q + \omega L_d(s) i_d$$

les expressions des courants  $i_d$  et  $i_q$  s'écrivent de la façon suivante:

$$i_d = \frac{v'_d}{R_s + L_d(s)s} \quad (\text{II-34})$$

$$i_q = \frac{v'_q}{R_s + L_q(s)s}$$

Les courants  $i_d$  et  $i_q$  sont découplés: le courant  $i_d$  ne dépend que de  $v'_d$  alors que  $i_q$  dépend uniquement de  $v'_q$ . La figure (II-6) représente le schéma fonctionnel du système lorsque l'on introduit les lois de commande (II-33).

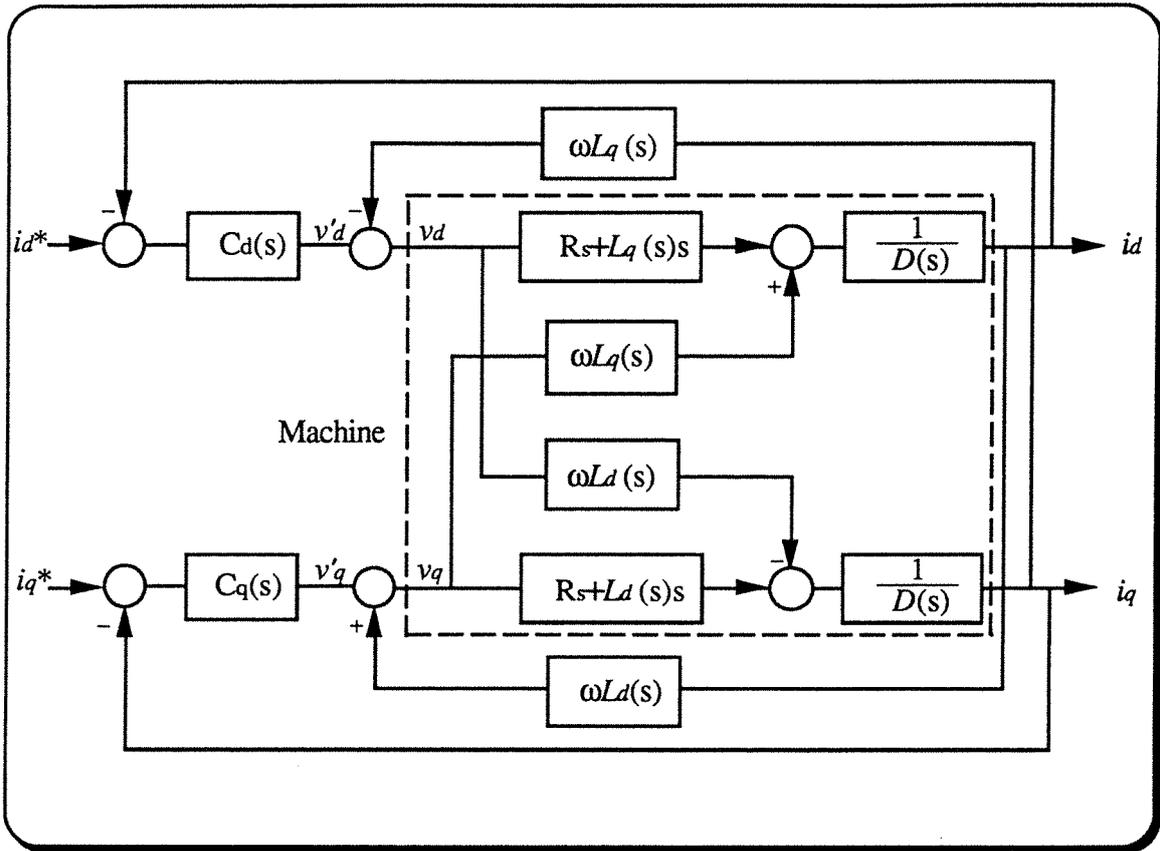


Figure II-6) Schéma fonctionnel de la machine avec découplage

Après simplification on aura la figure suivante:

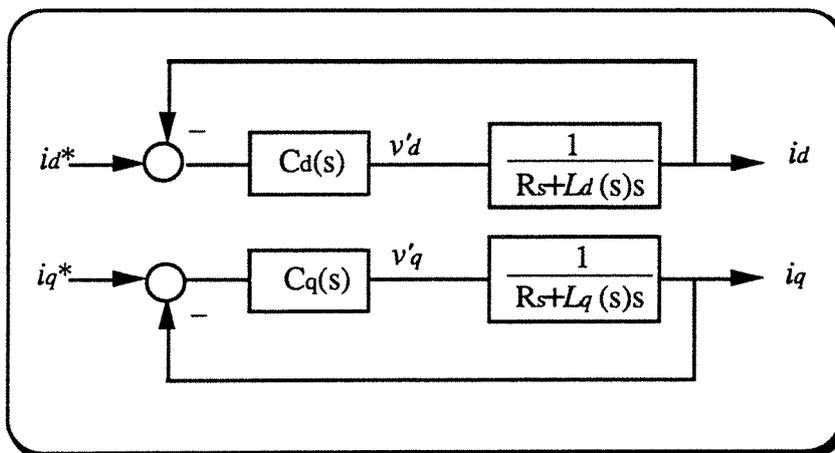


Figure II-7) Schéma fonctionnel simplifié de la machine avec découplage

Les résultats obtenus par cette méthode de découplage sont relativement satisfaisants mais il reste toujours le problème de savoir si, dans les lois de commande,

on doit utiliser les courants mesurés ou ceux de référence. D'où une question de stabilité du système et de robustesse du découplage vis à vis des incertitudes sur les paramètres de la machine [31].

#### II.4.2- Deuxième type de compensation [29, 30, 39]

Reprenons le système d'équations (II-31) développé précédemment, sous la forme matricielle:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = [Y] \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} \quad (\text{II-35})$$

avec:

$$[Y(s)] = \frac{1}{(R_s + L_d(s)s)(R_s + L_q(s)s) + L_d(s)L_q(s)\omega^2} \begin{bmatrix} R_s + L_q(s)s & \omega L_q(s) \\ -\omega L_d(s) & R_s + L_d(s)s \end{bmatrix}$$

Si nous posons:

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = [A(\omega)] \begin{bmatrix} v'_d \\ v'_q \end{bmatrix} \quad (\text{II-36})$$

L'expression (II-35) devient:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = [D] \begin{bmatrix} v'_d \\ v'_q \end{bmatrix} \quad (\text{II-37})$$

avec:

$$[D] = [Y][A(\omega)]$$

La diagonalisation de la matrice  $[D]$  nous permet de présenter le modèle de la machine par deux systèmes d'équations indépendants. La matrice  $[A(\omega)]$  diagonalisant la matrice  $[D]$  est de la forme suivante:

$$[A(\omega)] = \begin{bmatrix} 1 & \frac{-\omega\tau_q(s)}{1 + \tau_q(s)s} \\ \frac{\omega\tau_d(s)}{1 + \tau_d(s)s} & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II-38})$$

avec:

$$\tau_d(s) = \frac{L_d(s)}{R_s}$$

$$\tau_q(s) = \frac{L_q(s)}{R_s}$$

L'expression (II-35) deviendra:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{R_s + L_d(s)s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{R_s + L_q(s)s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v'_d \\ v'_q \end{bmatrix} \quad (\text{II-39})$$

Donc le schéma fonctionnel de la commande se résume à:

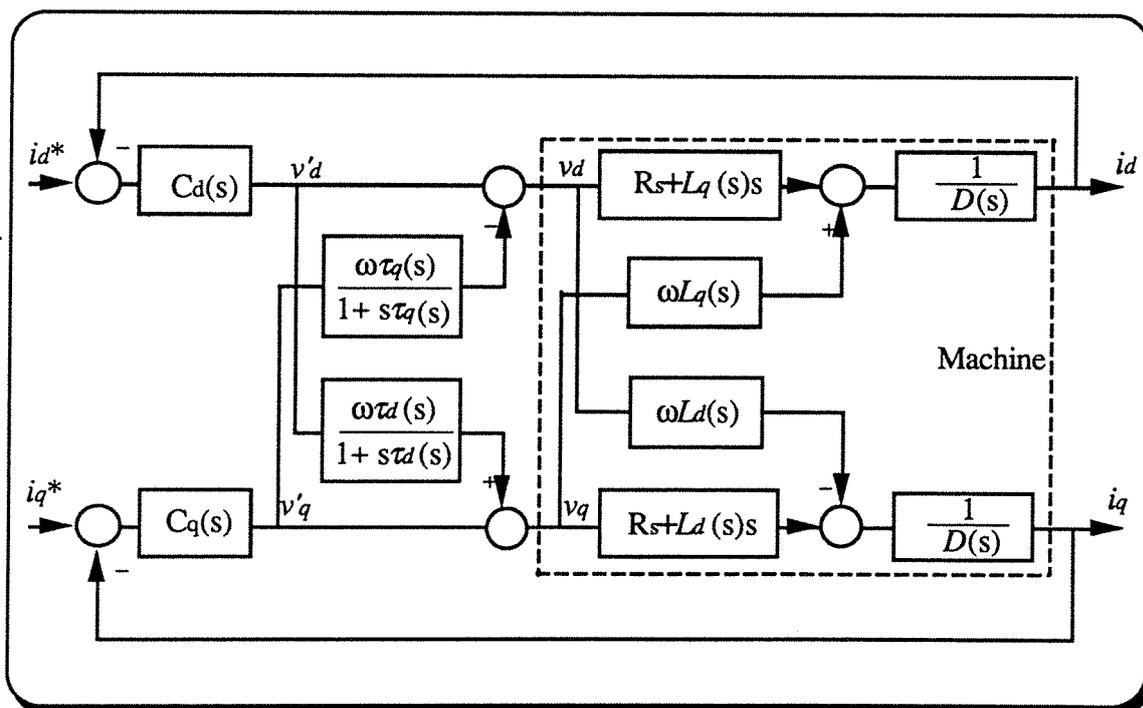


Figure II-8) Schéma fonctionnel de la machine avec découplage

Après simplification, nous obtenons un schéma de commande vectorielle avec deux boucles de courant distinctes:

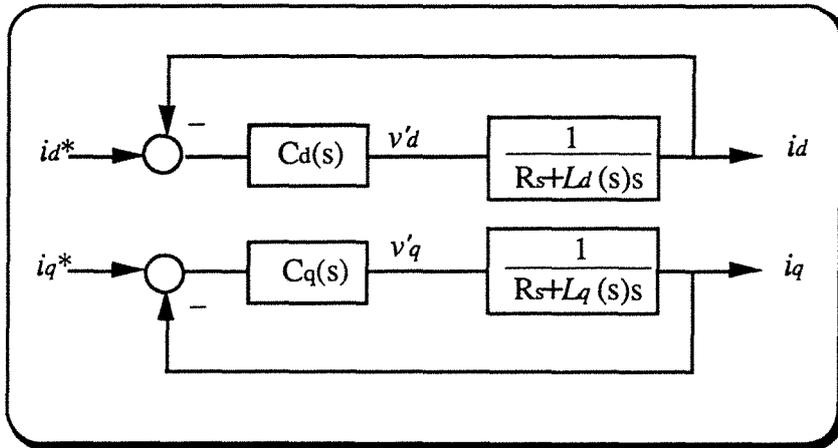


Figure II-9) Schéma fonctionnel simplifié de la machine après découplage

## II.5- Stratégie de la commande

La figure (II-10) présente le schéma global de la commande vectorielle d'une machine synchrone à aimants permanents.

La référence de courant direct  $i_d^*$  est fixe et la sortie du régulateur de vitesse constitue la consigne de couple  $\Gamma_{em}^*$  et donc la consigne de courant de référence  $i_q^*$ .

Les consignes des courants de références  $i_q^*$  et  $i_d^*$  sont comparées séparément au courants réels de la machine  $i_q$  et  $i_d$ . Les erreurs sont appliquées à l'entrée des régulateurs classiques de type P.I. qui génèrent les tensions  $v'_q$  et  $v'_d$ .

Les tensions  $v'_q$  et  $v'_d$  sont appliquées à l'entrée d'un bloc de découplage qui génère les tensions de références  $v_q^*$  et  $v_d^*$ .

Les consignes des tensions  $v_{abc}^*$  des phases statoriques de la machine sont ensuite élaborées, en amplitude et phase, à partir des tensions de références  $v_q^*$  et  $v_d^*$  et de l'information de position du rotor fournie par le capteur, en utilisant la transformation de Park et celle de Concordia restreinte.

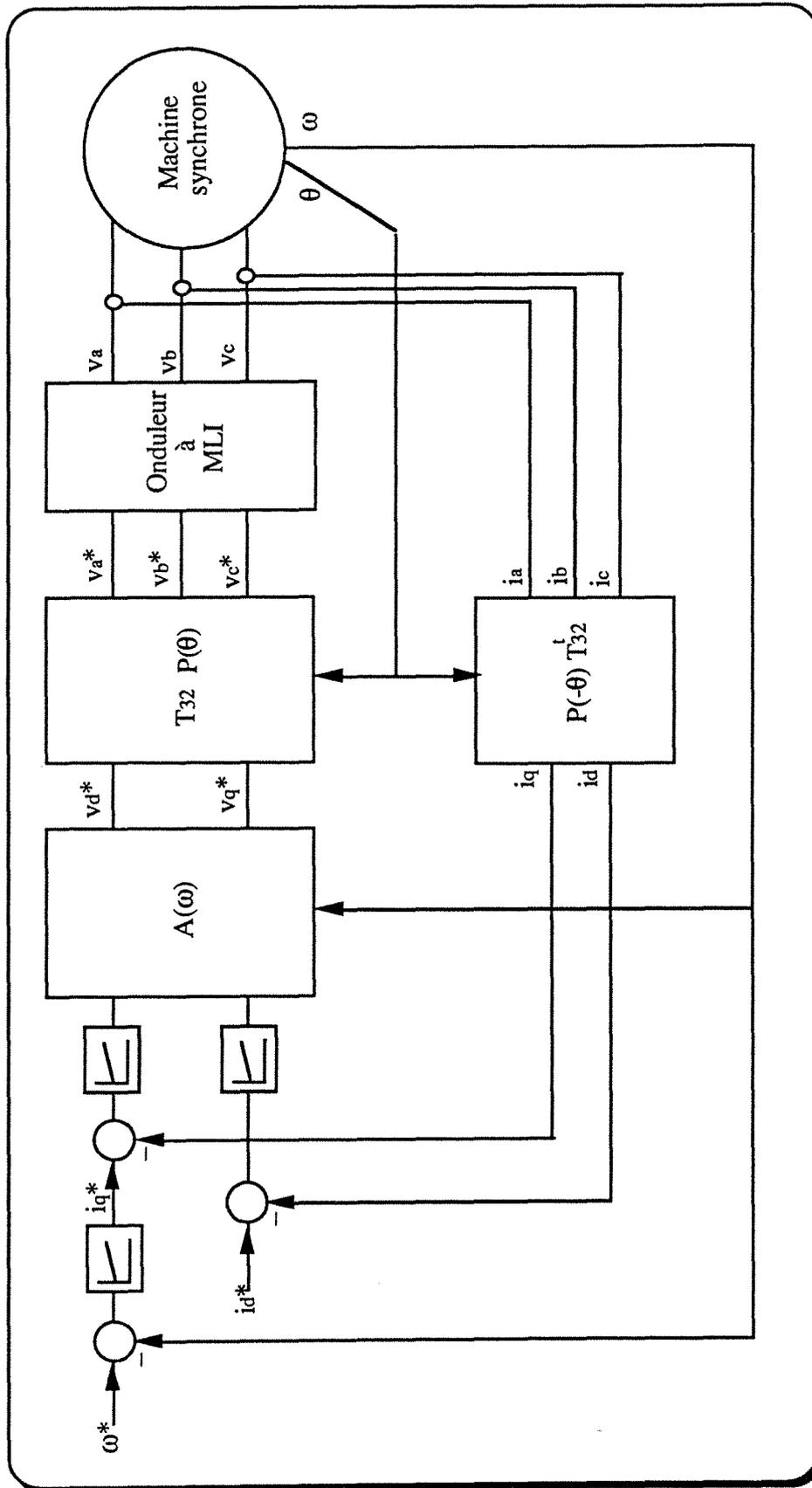


Figure II-10) Schéma global de la commande vectorielle

## **II.6- Simulation numérique de l'ensemble convertisseur-machine-commande**

Afin d'étudier la stratégie de commande développée précédemment, nous avons élaboré un programme de simulation numérique.

Dans ce paragraphe nous présentons d'abord brièvement la structure générale de ce programme et ensuite nous donnerons les résultats obtenus par simulation numérique. Enfin, nous étudierons la sensibilité de la commande aux variations des paramètres de la machine.

### **II.6.1- Structure générale du programme de simulation**

La simulation numérique d'un système physique consiste à résoudre les équations du système pour déterminer l'ensemble des variables d'état à la fin du calcul. En supposant qu'à l'instant  $t_0$  les valeurs des diverses variables d'état du système sont connues, on effectue un calcul élémentaire afin de déterminer les valeurs des variables d'état à la fin du pas de calcul ( $t_0 + \Delta t$ ). Pour valider ce pas de simulation, le programme doit pouvoir détecter toute occurrence d'événement sur ce pas de calcul. Dans ce cas il faut déterminer la date exacte ( $t_0 + \delta t$ ) de l'occurrence de l'événement qui conduirait à un changement de modèle et la valeur des variables d'état à cette date ("recalage"). Il faut ensuite choisir le nouveau modèle, déterminer le nouveau pas de calcul puis poursuivre la simulation [40].

La figure (II-11) représente la structure générale du programme de simulation des associations convertisseur-machine-commande.

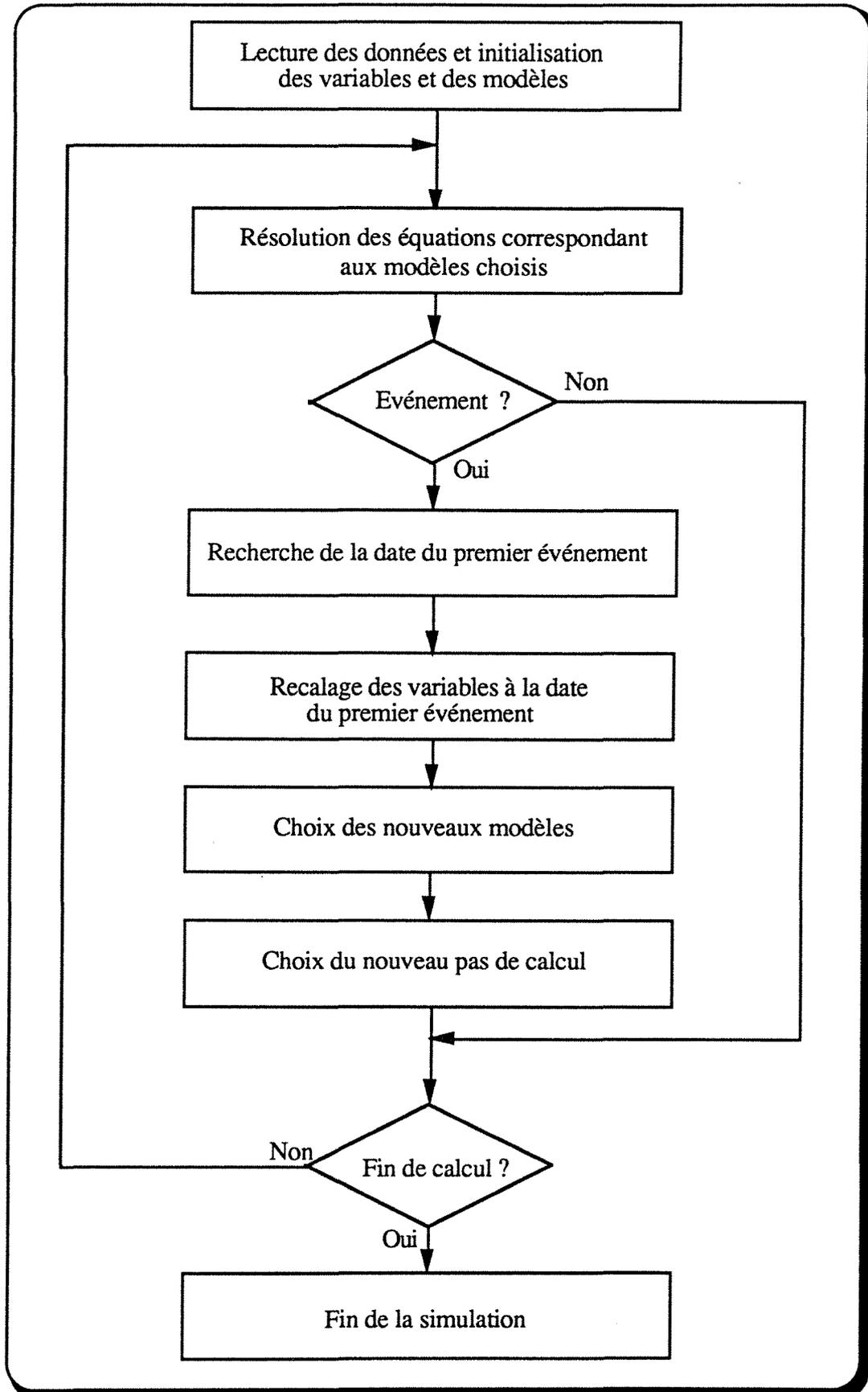


Figure II-11) Structure générale du programme de simulation

### II.6.2- Résultats de la simulation numérique

Les performances de la commande vectorielle d'une machine synchrone à aimants permanents avec amortisseurs et régulée en vitesse ont été testées lors d'un démarrage suivi d'une perturbation du couple de charge.

Les figures (II-12 a et b) représentent les courants statoriques  $i_d$  et  $i_q$ . On constate que  $i_d$  atteint rapidement la valeur de référence  $i_d^*$  (fixé ici à zéro) et il reste presque insensible à la variation du courant  $i_q$  (efficacité du découplage). On constate également que lors d'une perturbation du couple de charge, le courant  $i_q$  adopte immédiatement une nouvelle valeur de sorte que la vitesse peut se maintenir à sa valeur de référence.

Les figures (II-12 c, d, e, f et g) représentent respectivement les courants  $I_D$  et  $I_Q$ , les flux direct et en quadrature  $\psi_d$  et  $\psi_q$  et le couple électromagnétique  $\Gamma_{em}$ . On constate que le courant d'amortisseur  $I_D$  est pratiquement nul mais la valeur du courant  $I_Q$  est liée à la variation du courant  $i_q$ , et elle est d'autant plus élevée que la variation du courant  $i_q$  est plus importante.

La figure (II-12 h) représente la vitesse du rotor. On constate que le système est peu sensible aux variations du couple de charge.

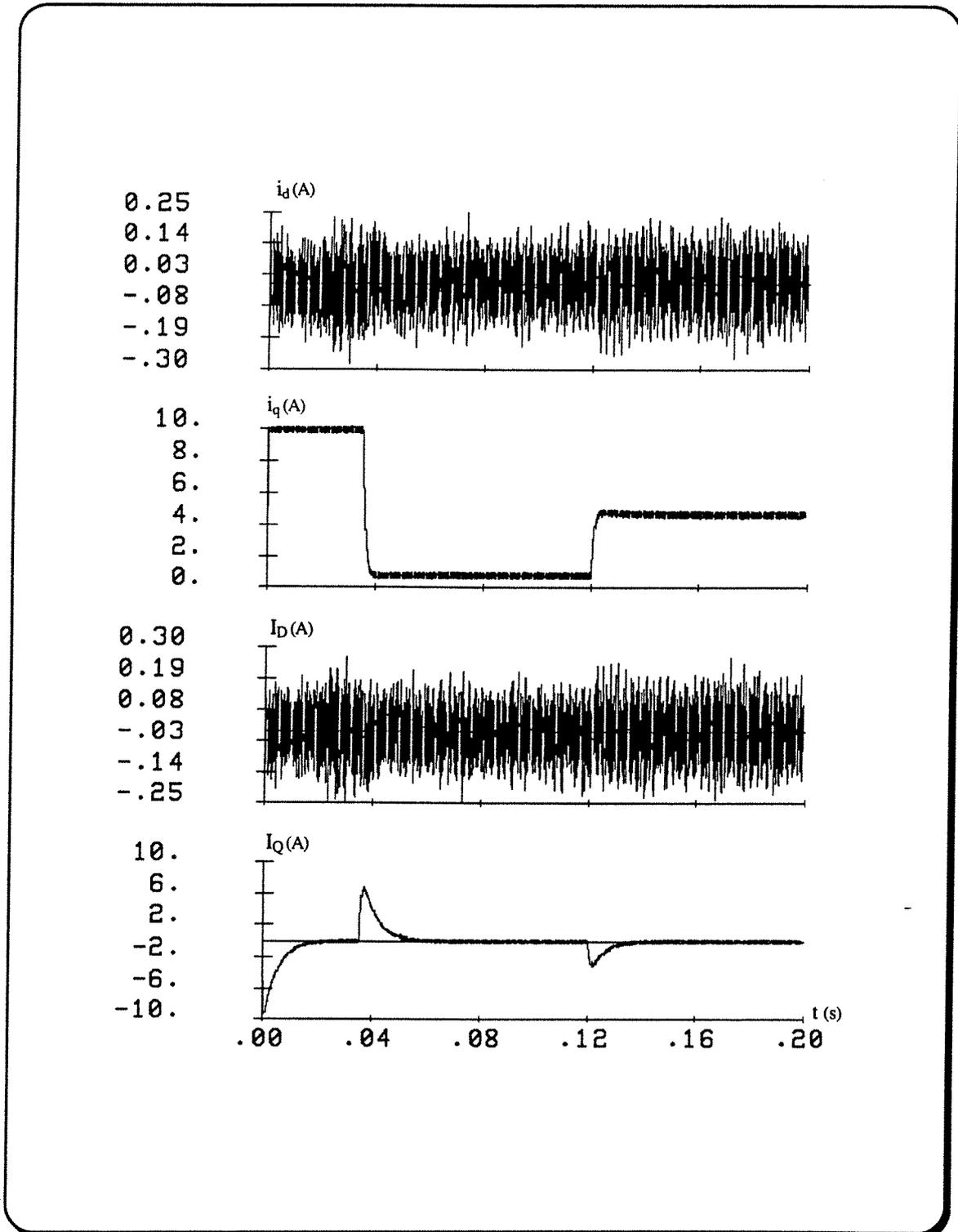


Figure II-12 a, b, c et d) Résultats obtenus pour un démarrage suivi d'un échelon du couple de charge

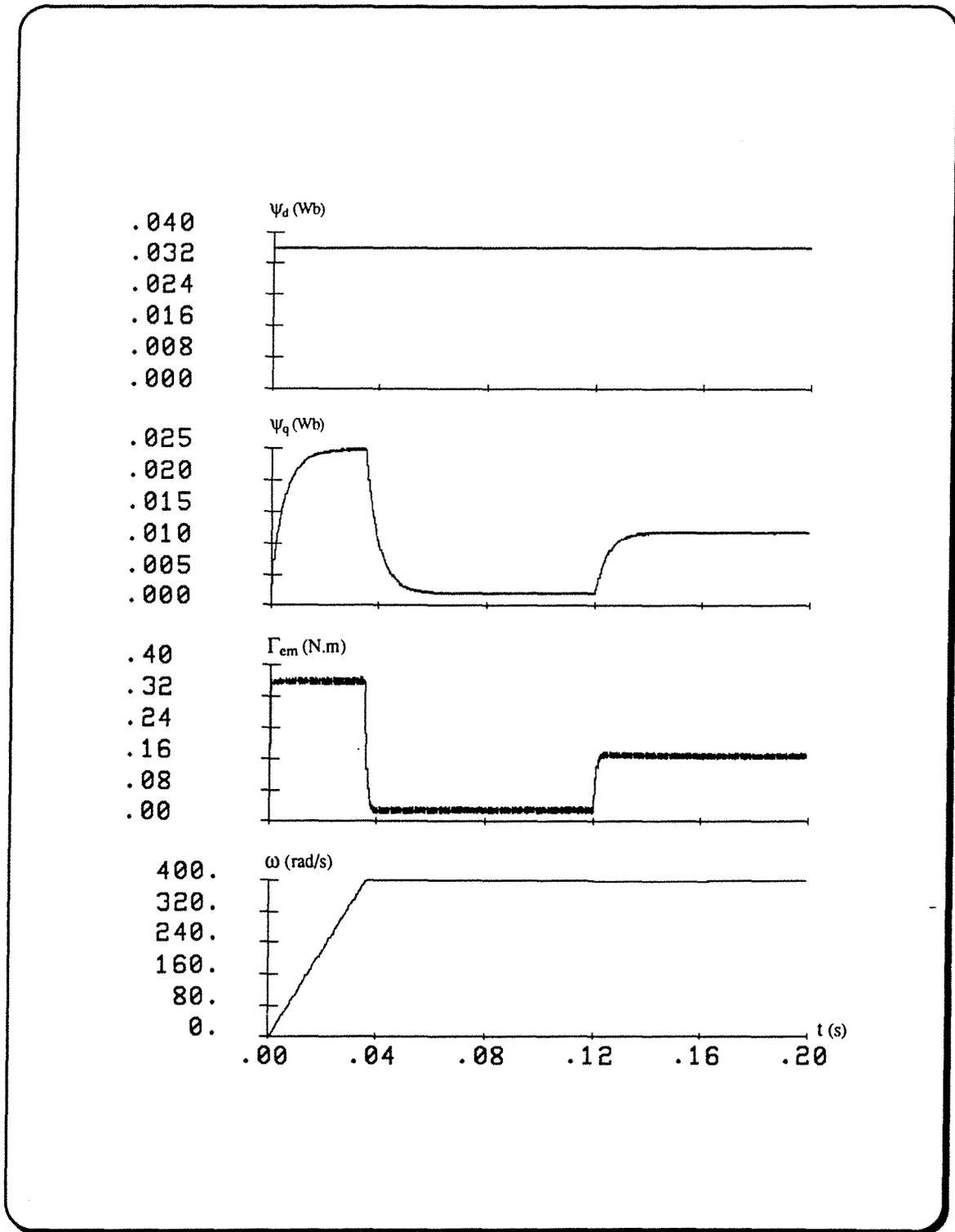


Figure II-12 e, f, g et h) Résultats obtenus pour un démarrage suivi d'un échelon du couple de charge

### II.6.3- Sensibilité aux variations des paramètres de la machine

Comme nous l'avons vu, les paramètres de la machine interviennent dans le calcul des régulateurs des courants, ainsi que dans le calcul des éléments de la matrice de découplage (relation II-38). Cette constatation nous a conduit à nous pencher sur la sensibilité de la commande aux variations des paramètres de la machine.

La sensibilité de la commande vectorielle d'une machine synchrone à aimants permanents vis à vis de la variation des paramètres de la machine a été testée par simulation numérique.

La figure (II-13) représente les réponses des courants  $i_d$  et  $i_q$  et de la vitesse, dans le cas d'une sous-estimation de 100% des constantes de temps électriques.

La figure (II-14) représente les mêmes réponses mais cette fois dans le cas d'une surestimation de 100% des constantes de temps électriques.

Dans les deux cas, le couplage suivant les axes direct et en quadrature n'est plus exactement compensé, mais globalement le système reste peu sensible aux variations des paramètres de la machine. Ceci met en évidence l'efficacité de ce bloc de découplage (§ II.4.2) introduit dans la chaîne de commande.

Dans ce qui suit nous allons utiliser les propriétés de cette méthode de découplage pour proposer une méthode efficace d'identification "en ligne" des constantes de temps de la machine. Ceci permettra de suivre les évolutions éventuelles des paramètres de la machine en cours de fonctionnement et d'obtenir un algorithme exact de découplage et de dimensionner correctement les régulateurs.

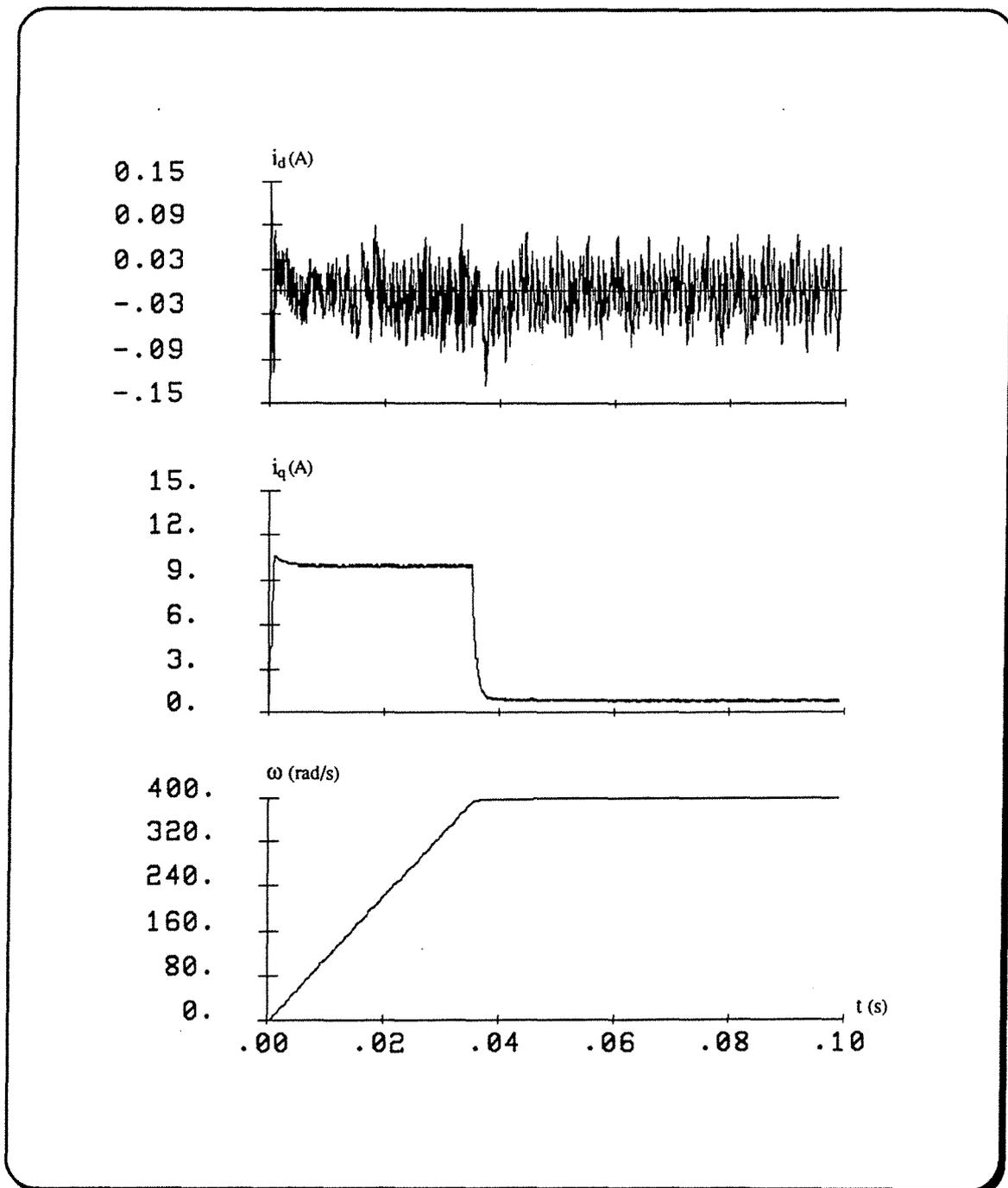


Figure II-13) Résultats obtenus dans le cas d'une sous-estimation des constantes de temps

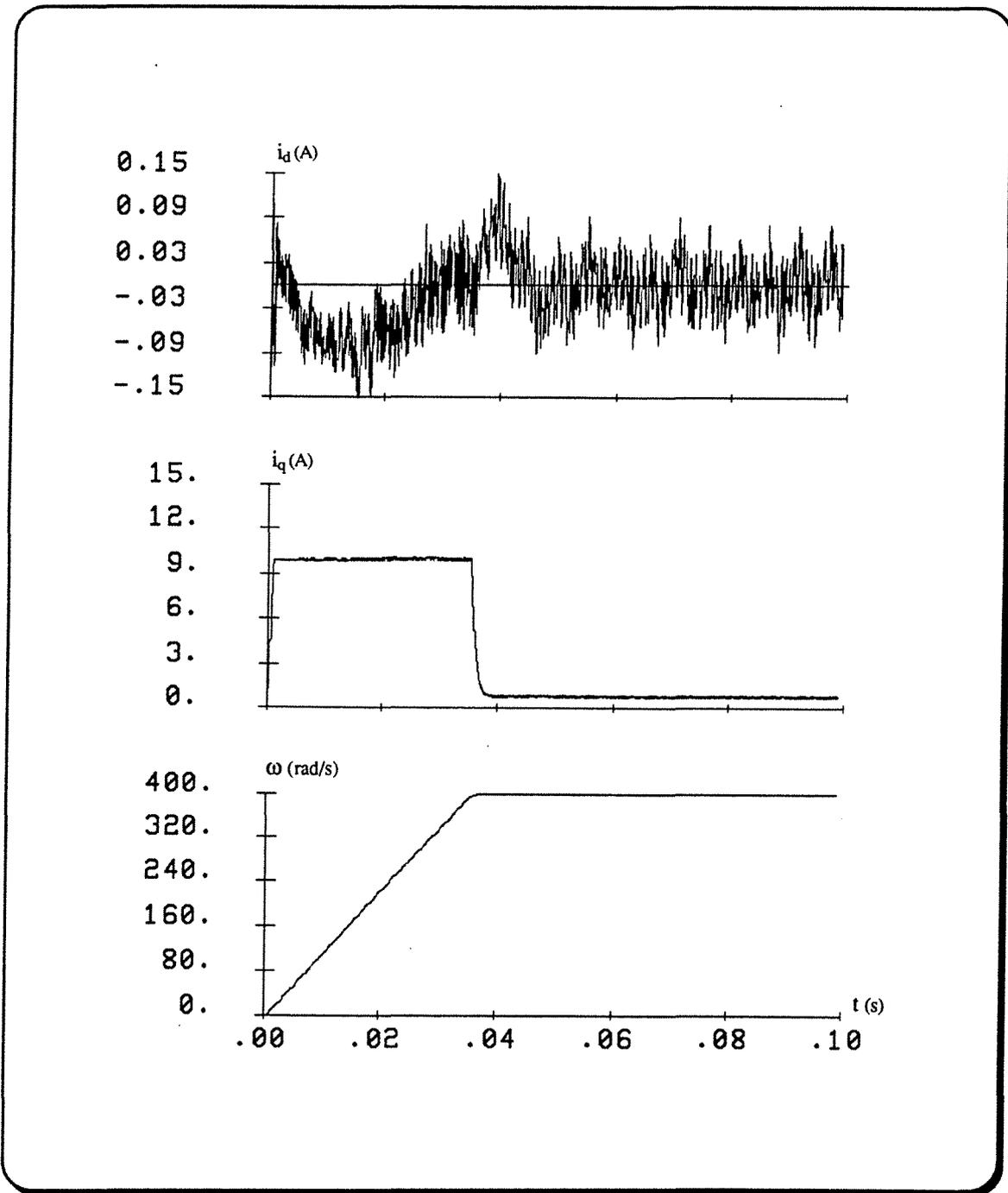


Figure II-14) Résultats obtenus dans le cas d'une surestimation des constantes de temps

## II.7- Identification "en ligne" des constantes de temps électriques de la machine

Dans ce paragraphe nous proposons un algorithme d'identification "en ligne" des constantes de temps de la machine synchrone. Cet algorithme est basé sur la comparaison entre les courants réels de la machine et les courants que nous aurons estimés au cours de la commande.

Le calcul des courants estimés sera effectué au moyen d'une expression simple basée sur la commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents sans amortisseur.

### II.7.1- Estimation des courants statoriques

Nous avons vu précédemment (§ II.4.2) que, dans le cas d'une machine synchrone à aimants permanents avec amortisseurs, le découplage entre les courants  $i_d$  et  $i_q$  est obtenu en ajoutant un bloc de calcul en aval des régulateurs des courants. Dans le cas d'une machine synchrone à aimants permanents sans amortisseurs, la matrice de découplage est déterminée à partir de la relation (II-38) en faisant tendre les résistances des circuits amortisseurs  $R_{kd}$  et  $R_{kq}$  dans la relation (II-10) vers l'infini.

On obtient alors:

$$[A(\omega)] = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{\tau_q \omega}{1 + \tau_q s} \\ \frac{\tau_d \omega}{1 + \tau_d s} & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II-40})$$

Dans ce cas, la relation liant les transformées de Laplace des tensions de référence et des courants statoriques devient:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{R_s + L_d s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{R_s + L_q s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v'_d \\ v'_q \end{bmatrix} \quad (\text{II-41})$$

Compte tenu de la relation (II-41), les courants statoriques  $i_d$  et  $i_q$  peuvent être estimés connaissant les paramètres statoriques de la machine ( $R_s$ ,  $\tau_d$  et  $\tau_q$ ) ainsi que les tensions de sortie ( $v'_d$  et  $v'_q$ ) des régulateurs de courants:

$$i_{de} = \frac{1/R_s}{1 + \tau_d s} v'_d \quad (\text{II-42})$$

$$i_{qe} = \frac{1/R_s}{1 + \tau_q s} v'_q \quad (\text{II-43})$$

Nous écrivons la matrice de découplage (relation II-40) sous la forme suivante:

$$[A(\omega)] = \begin{bmatrix} 1 & -L_q \omega \frac{1/R_s}{1 + \tau_q s} \\ L_d \omega \frac{1/R_s}{1 + \tau_d s} & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II-44})$$

Les termes non diagonaux de cette matrice (relation II-44) ont été représentés sur la figure (II-15) par le produit de deux blocs. Les sorties des premiers blocs, compte tenu des relations (II-42) et (II-43), sont utilisées comme estimateurs des courants direct et en quadrature ( $i_{de}$  et  $i_{qe}$ ).

Dans ce qui suit nous utilisons ces estimateurs pour déterminer "en ligne" les constantes de temps  $\tau_d$  et  $\tau_q$ .

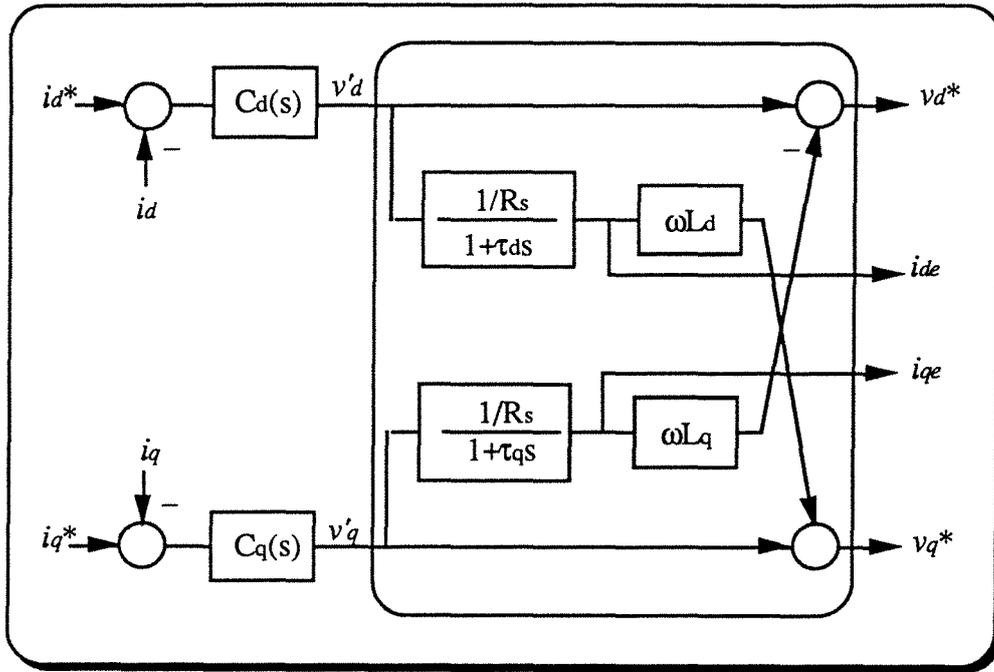


Figure II-15) Estimation des courants dans le bloc de découplage

### II.7.2- Algorithme d'identification

Pour tenir compte des erreurs dues à l'identification des constantes de temps électriques de la machine ou leurs variations en cours de fonctionnement, nous distinguons entre les constantes de temps réelles de la machine ( $\tau_d$  et  $\tau_q$ ) et les mêmes constantes de temps obtenues par identification ( $\tau'_d$  et  $\tau'_q$ ):

$$\tau'_d = k_1 \tau_d \tag{II-45}$$

$$\tau'_q = k_2 \tau_q$$

Dans les régulateurs de courants (P.I. classiques) et le bloc de découplage nous utilisons les paramètres  $\tau'_d$  et  $\tau'_q$  identifiés "hors ligne". La résistance statorique et sa variation avec la charge sont supposées connues. Les relations (II-40, 42 et 43) deviennent alors:

$$[A(\omega)] = \begin{bmatrix} 1 & \frac{-\omega\tau'_q}{1 + \tau'_q s} \\ \frac{\omega\tau'_d}{1 + \tau'_d s} & 1 \end{bmatrix} \tag{II-46}$$

$$\begin{bmatrix} i_{de} \\ i_{qe} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1/R_s}{1 + \tau'_d s} & 0 \\ 0 & \frac{1/R_s}{1 + \tau'_q s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v'_d \\ v'_q \end{bmatrix} \quad (\text{II-47})$$

A partir des relations (II-35, 36, 46 et 47), on obtient les relations entre les courants réels de la machine ( $i_d$  et  $i_q$ ) et les courants estimés ( $i_{de}$  et  $i_{qe}$ ):

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{(1 + \tau'_d s)(1 + \tau_q s) + \tau'_d \tau_q \omega^2}{(1 + \tau_d s)(1 + \tau_q s) + \tau_d \tau_q \omega^2} & \frac{\omega(\tau_q - \tau'_q)}{(1 + \tau_d s)(1 + \tau_q s) + \tau_d \tau_q \omega^2} \\ \frac{-\omega(\tau_d - \tau'_d)}{(1 + \tau_d s)(1 + \tau_q s) + \tau_d \tau_q \omega^2} & \frac{(1 + \tau_d s)(1 + \tau'_q s) + \tau_d \tau'_q \omega^2}{(1 + \tau_d s)(1 + \tau_q s) + \tau_d \tau_q \omega^2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{de} \\ i_{qe} \end{bmatrix} \quad (\text{II-48})$$

En régime permanent la relation (II-48) deviendra:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1 + \tau'_d \tau_q \omega^2}{1 + \tau_d \tau_q \omega^2} & \frac{\omega(\tau_q - \tau'_q)}{1 + \tau_d \tau_q \omega^2} \\ \frac{-\omega(\tau_d - \tau'_d)}{1 + \tau_d \tau_q \omega^2} & \frac{1 + \tau_d \tau'_q \omega^2}{1 + \tau_d \tau_q \omega^2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{de} \\ i_{qe} \end{bmatrix} \quad (\text{II-49})$$

D'après le système d'équations (II-49), on remarque que dans le cas où les constantes de temps identifiées sont exactement celles de la machine, c'est à dire  $\tau'_d = \tau_d$  et  $\tau'_q = \tau_q$ , les courants estimés seront exactement ceux de la machine ( $i_{de} = i_d$  et  $i_{qe} = i_q$ ). Dans le cas contraire, il y aura une différence entre les courants estimés et réels, qui dépend de l'erreur sur les constantes de temps ( $\tau'_d - \tau_d$  et  $\tau'_q - \tau_q$ ).

Par conséquent en détectant la différence entre les courants réels et estimés d'axe polaire ( $i_d - i_{de}$ ) et d'axe interpolaire ( $i_q - i_{qe}$ ), on peut déterminer les erreurs sur les constantes de temps électriques de la machine. Ceci nous amène à la proposition d'une méthode d'identification en temps réel des constantes de temps de la machine, explicitée sur la figure (II-16).

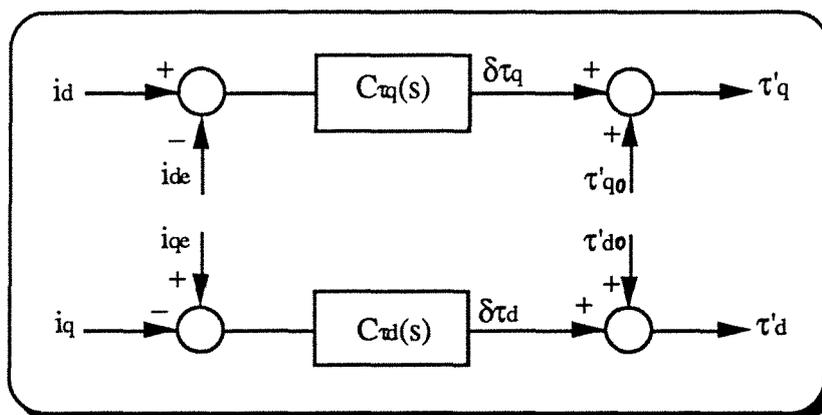


Figure II-16) Régulateurs de correction de constantes de temps

Les signaux de sortie des régulateurs  $C\tau_d(s)$  et  $C\tau_q(s)$  permettent de corriger les valeurs de  $\tau'_d$  et  $\tau'_q$ . Les nouvelles valeurs  $\tau'_d$  et  $\tau'_q$  ainsi obtenues seront réutilisées dans les algorithmes de découplage et des régulateurs de courant. Ces corrections successives permettent d'obtenir les constantes de temps réelles de la machine. L'algorithme proposé permet également de suivre les variations des constantes de temps de la machine en cours de fonctionnement (température, saturation,...).

La figure (II-17) présente le schéma global de la commande vectorielle d'une machine synchrone à aimants permanents avec identification "en ligne" des constantes de temps.

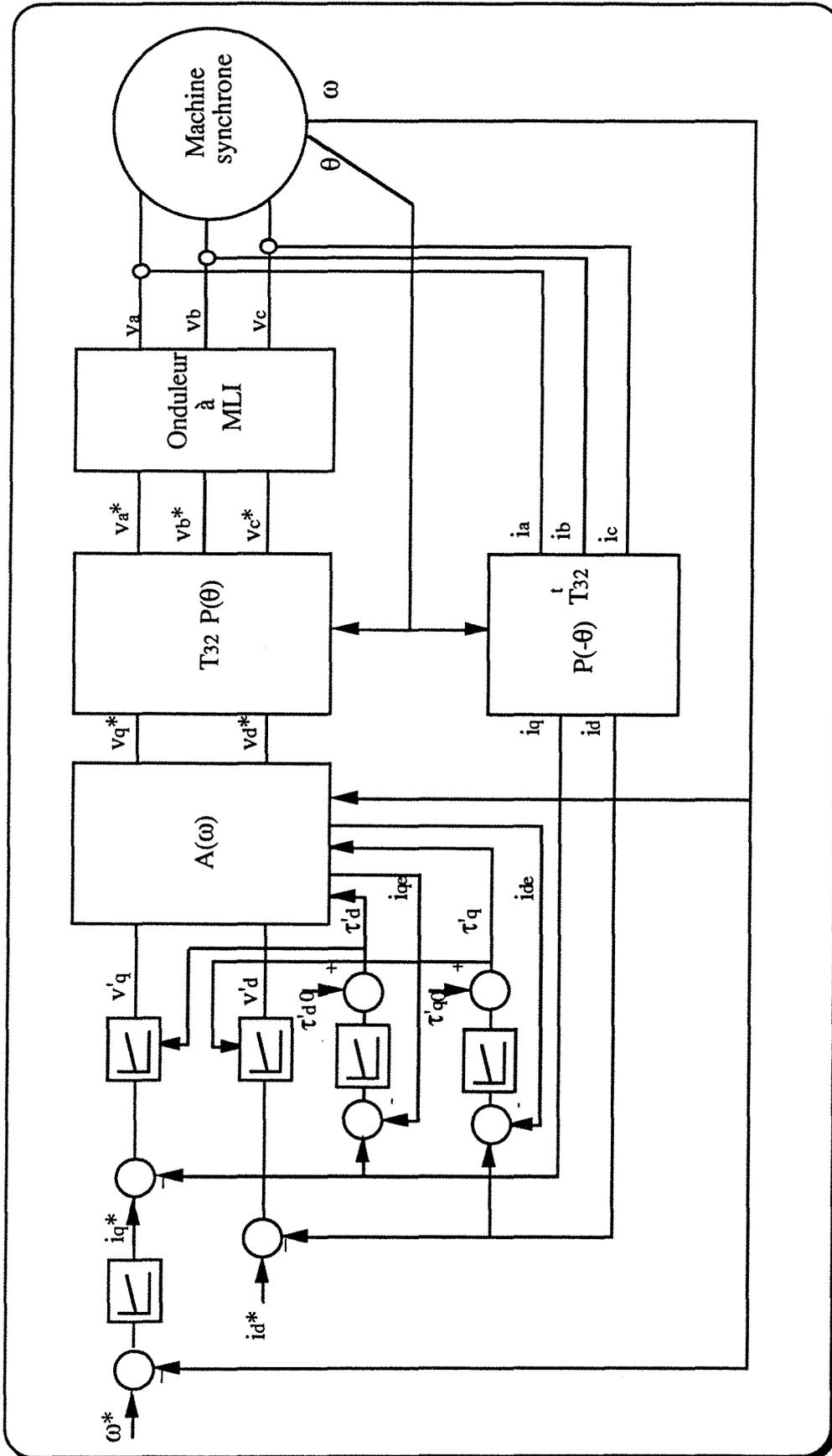


Figure II-17) Schéma global de la commande avec la méthode proposée

### II.7.3- Résultats de simulation numérique

Afin de tester les performances de la méthode proposée pour l'identification "en ligne" des constantes de temps de la machine, nous avons effectué plusieurs simulations.

Les figures (II-18, 19 et 20) représentent les constantes de temps identifiées dans les cas suivants:

- sous-estimation des constantes de temps électriques de la machine ( $\tau'_d$  et  $\tau'_q$ ) < ( $\tau_d$  et  $\tau_q$ )
- surestimation des constantes de temps électriques de la machine ( $\tau'_d$  et  $\tau'_q$ ) > ( $\tau_d$  et  $\tau_q$ )
- variation des constantes de temps électriques de la machine pendant le fonctionnement ( $\tau_d$  et  $\tau_q$  sont fonction du temps).

Nous remarquons que, dans tous les cas cités, l'algorithme proposé permet d'obtenir rapidement les constantes de temps réelles de la machine.

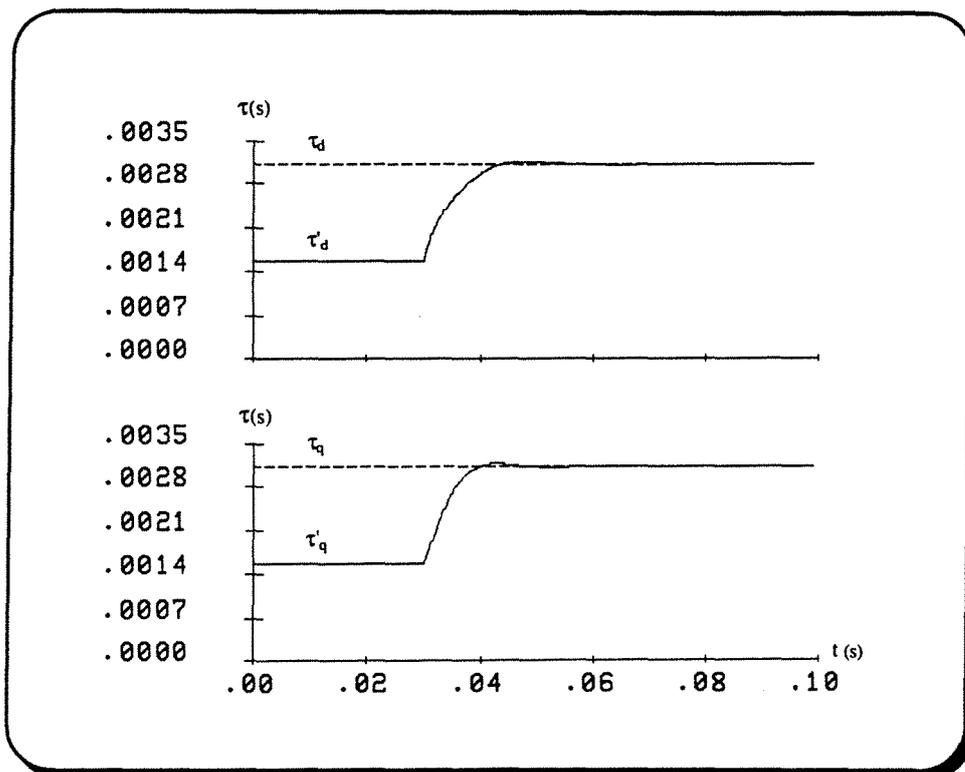


Figure II-18) Résultats obtenus dans le cas  $k_1=0.5$  et  $k_2=0.5$

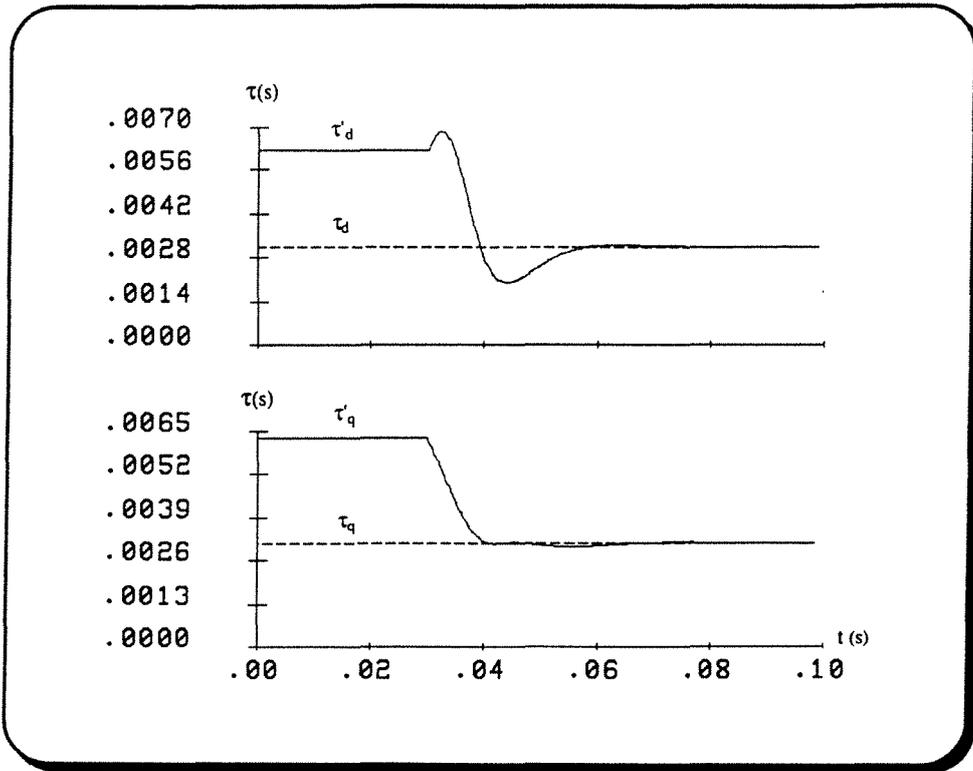


Figure II-19) Résultats obtenus dans le cas  $k_1=2$  et  $k_2=2$

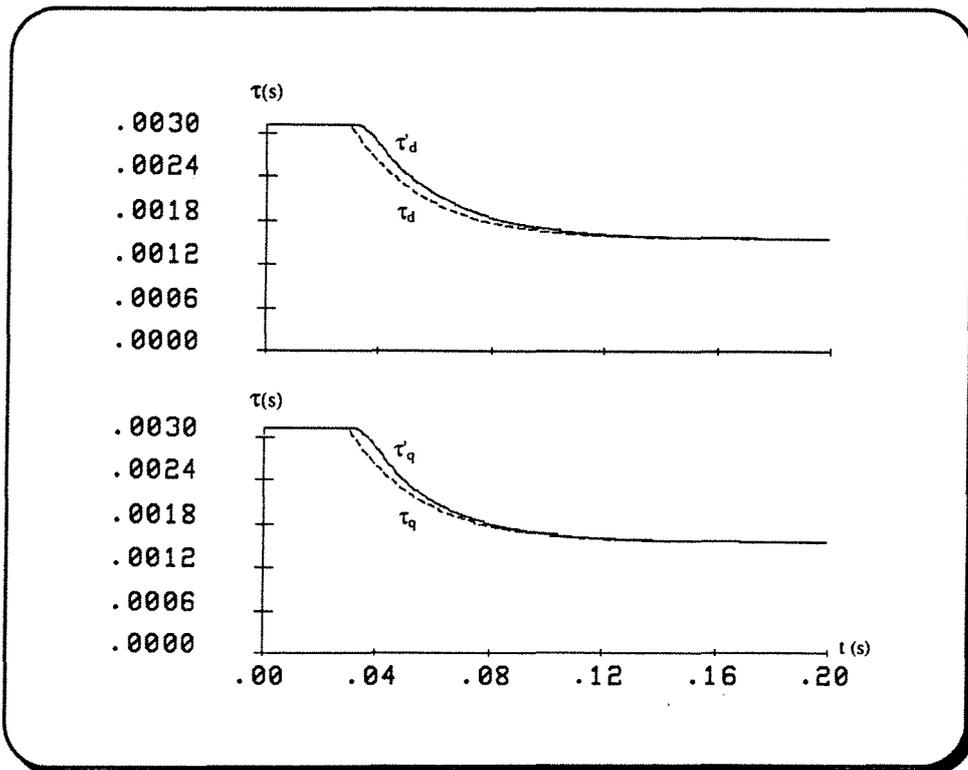


Figure II-20) Résultats obtenus en considérant des constantes de temps de la machine en fonction du temps

## Conclusion

Dans ce chapitre nous avons, à partir des équations électriques linéarisées d'une machine synchrone à aimants permanents à répartition sinusoïdale des conducteurs statoriques et munie d'amortisseurs (relations II-7 et II-8), établi les inductances opérationnelles et les constantes de temps suivant les axes direct et en quadrature, puis nous avons décrit différentes stratégies de contrôle des courants.

Pour simplifier le contrôle du couple, nous avons introduit un algorithme de découplage du contrôle des courants direct et en quadrature.

Afin d'étudier la stratégie de commande développée dans ce chapitre, nous avons élaboré un programme de simulation numérique. Nous en avons donné les résultats dans le cas d'un démarrage suivi d'une perturbation du couple de charge.

Enfin, nous basant sur la structure du contrôle des courants utilisée, nous avons proposé une méthode d'identification "en ligne" des constantes de temps électriques de la machine et nous avons testé ses performances, toujours par simulation numérique. Nous remarquons que cette méthode permet d'obtenir rapidement les constantes de temps réelles de la machine et de tenir compte le cas échéant de l'évolution de celles-ci en cours de fonctionnement.

Nous allons maintenant étudier différentes stratégies de contrôle du couple d'une machine à rotor lisse à répartition non sinusoïdale des conducteurs statoriques.





## CHAPITRE III

# CONTROLE DU COUPLE DES MACHINES SYNCHRONES À ROTOR LISSE À RÉPARTITION NON SINUSOÏDALE DES CONDUCTEURS STATORIQUES



## CONTROLE DU COUPLE DES MACHINES SYNCHRONES À ROTOR LISSE À RÉPARTITION NON SINUSOÏDALE DES CONDUCTEURS STATORIQUES

- Introduction .....	89
1- Différentes stratégies de contrôle du couple .....	92
1.1- Commande en " $\alpha, \beta$ " .....	93
1.1.1- Calcul des courants donnant le couple maximal .....	93
1.1.2- Stratégie globale de la commande en " $\alpha, \beta$ " .....	96
1.2- Commande en " $d, q$ " .....	97
1.2.1- Contrôle des courants à couple maximal .....	97
1.2.2- Contrôle à courant direct nul .....	100
2- Résultats de la simulation numérique .....	103
- Conclusion .....	112



## **Contrôle du couple des machines synchrones à rotor lisse à répartition non sinusoïdale des conducteurs statoriques**

### **Introduction**

Dans certaines applications des machines synchrones à aimants permanents, afin d'éviter des vibrations mécaniques et des variations de vitesse, le couple résultant doit être le plus constant possible. Au chapitre précédent, nous avons développé la commande vectorielle d'une machine synchrone à répartition sinusoïdale des conducteurs statoriques et nous avons vu que, dans le cas où on alimente la machine avec des courants sinusoïdaux, le couple électromagnétique développé par la machine est constant et ne présente aucune ondulation. Au contraire dans le cas d'une machine synchrone à répartition non sinusoïdale des conducteurs, une alimentation par des courants sinusoïdaux fait apparaître des ondulations de couple. Ces ondulations, dans le cas des machines à rotor lisse, proviennent:

- du couple électromagnétique produit par interaction des courants de phases et des f.e.m. correspondants.
- du "couple de détente", dû à l'interaction des aimants du rotor et des dents du stator.

Dans la plupart des applications industrielles, on impose dans les enroulements de la machine des courants rectangulaires à  $120^\circ$  [42]. Cette méthode a le mérite de la

---

simplicité, mais elle ne permet pas d'atteindre de bonnes performances aux vitesses élevées.

Plusieurs auteurs [42, 46] ont montré que la commande à  $180^\circ$  donne de meilleures performances que la commande à  $120^\circ$ . Ce choix fait, plusieurs méthodes ont été présentées, pour minimiser les ondulations de couple:

On peut utiliser un estimateur de couple et réguler le couple instantané [43]. Certains auteurs préconisent aussi d'utiliser l'analyse de Fourier du couple et d'injecter certains harmoniques de courant pour éliminer les harmoniques de couple correspondants [45]. Enfin, pour contrôler la machine, d'autres auteurs [52] définissent une "transformation de Park étendue" et en déduisent une forme de courant appropriée.

Le "couple de détente" est indépendant des courants statoriques. Pour minimiser ce couple, les dents du stator et les aimants du rotor sont souvent inclinés [51], ou la dimension et la position des aimants sont modifiées [50, 51]. Certains auteurs utilisent des aimants auxiliaires [49].

Dans notre travail, le "couple de détente" est supposé négligeable. Bien entendu, si ce couple est important, il est possible de l'annuler par une forme appropriée des courants statoriques [44, 47, 53].

Dans la plupart des travaux cités, les auteurs essaient d'obtenir la forme des courants qui maximise le couple, tout en minimisant ses ondulations. On peut signaler que les formes nécessaires des courants peuvent contenir des harmoniques de rangs élevés que l'onduleur ne peut fournir à des vitesses élevées.

Le but de ce chapitre est de montrer qu'il est possible de minimiser les ondulations de couple en adoptant une autre stratégie, qui, au prix d'une diminution de quelques pour-cent de couple à basse vitesse, permet d'obtenir des courants moins riches en harmoniques de rangs élevés, donc d'atteindre des vitesses élevées.

Le contrôle des courants alternatifs par des régulateurs linéaires du type proportionnel - intégral entraîne un déphasage des courants réels par rapport aux courants de référence. Il en résulte une diminution du rendement de la machine et une augmentation de l'ondulation de couple, notamment à des vitesses élevées.

La diminution du déphasage exige des régulateurs ayant des dynamiques plus rapides, mais ceux-ci peuvent provoquer l'instabilité de la machine. Ce problème peut être résolu en régulant les composantes directe et en quadrature du courant (commande en "d,q"), ce qui permet de transformer le fondamental des grandeurs alternatives en une grandeur continue. Ceci annule déjà le déphasage entre les fondamentaux des courants réels et leurs références.

Dans ce chapitre nous présentons différentes stratégies de contrôle des courants d'une machine synchrone à aimants à rotor lisse, soit dans un repère lié au stator ( $\alpha,\beta$ ), soit dans le repère de Park (d,q).

Afin de comparer les performances des commandes proposées, nous effectuons des simulations numériques et nous en déduisons la méthode qui permet d'obtenir la meilleure caractéristique couple-vitesse.

### III.1- Différentes stratégies de contrôle du couple

Afin de contrôler le couple d'une machine synchrone à aimants permanents à rotor lisse et à répartition non sinusoïdale des conducteurs (f.e.m. non sinusoïdales), compte tenu de l'expression (I-32), il faut contrôler les courants statoriques.

Dans ce qui suit, nous supposons que les f.e.m. de la machine à répartition non sinusoïdale des conducteurs (relation I-30) ont les formes représentées sur la figure (III-1).

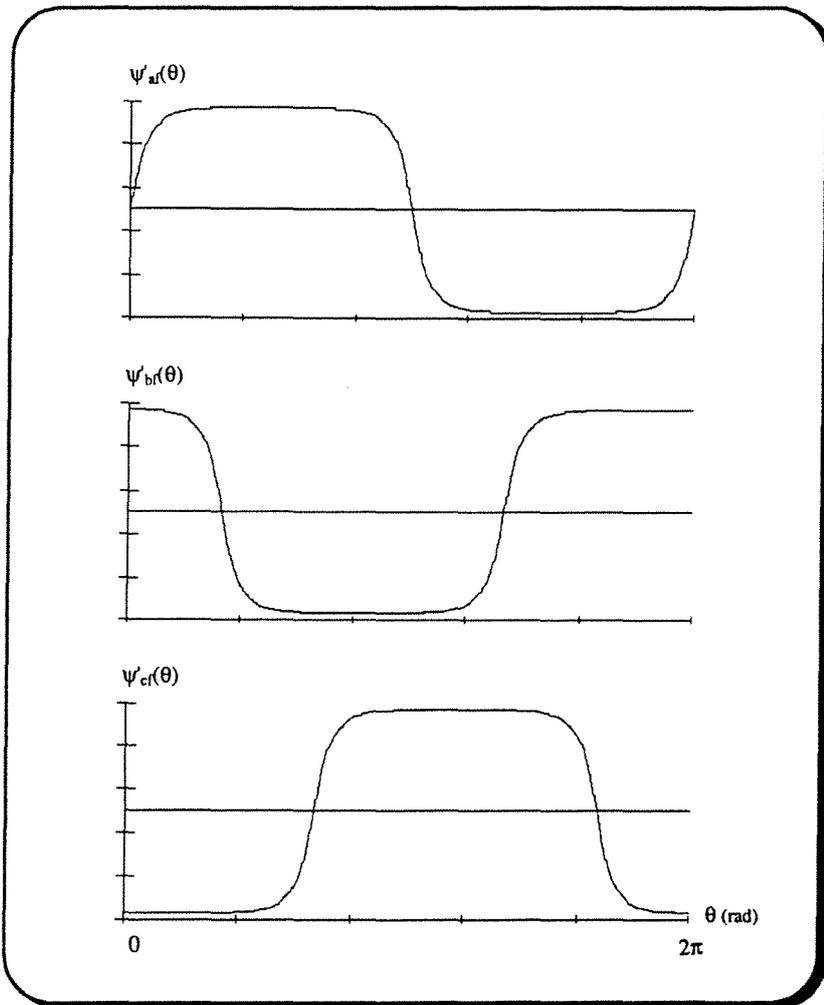


Figure III-1) Variation des f.e.m. avec l'angle électrique à une vitesse donnée

Les stratégies de contrôle du couple (des courants) des machines synchrones à aimants dépendent du type d'alimentation. Habituellement, on réalise des alimentations "à 120°" ou "à 180°".

La commande à 120° classique, qui est une commande simple, conduit à des ondulations de couple qui peuvent être plus ou moins importantes.

Dans ce type de commande, on peut supposer que, à chaque instant, il y a deux phases alimentées. Ceci reste vrai tant que les durées de commutation sont relativement faibles. A basse vitesse, la f.e.m. est faible et le temps de commutation d'une phase à l'autre est négligeable devant la période, de sorte qu'un régulateur à hystérésis permet d'imposer approximativement la forme désirée du courant en fonction de la position du rotor [46].

Aux vitesses plus élevées, le temps de commutation, qui n'est proportionnellement plus négligeable et la f.e.m. qui est plus élevée, causent une déformation du courant et le taux d'ondulation du couple augmente avec la vitesse.

Afin de minimiser l'ondulation du couple sur une plage de vitesse plus grande, il est alors préférable d'alimenter la machine avec des courants à 180°. Dans ce cas il est possible de contrôler les courants soit dans le repère lié au stator ( $\alpha, \beta$ ), soit dans celui lié au rotor ( $d, q$ ).

### III 1.1- Commande en " $\alpha, \beta$ "

#### III.1.1.1- Calcul des courants donnant le couple maximal

Le couple d'une machine synchrone à rotor lisse s'obtient à partir de la relation (I-34).

$$\Gamma_{em} = p(G_{\alpha}i_{\alpha} + G_{\beta}i_{\beta}) \quad (\text{III-1})$$

avec:

$$G_{\alpha} = \frac{e_{\alpha}}{\omega} \quad \text{et} \quad G_{\beta} = \frac{e_{\beta}}{\omega}$$

Ceci n'est rien d'autre que le produit scalaire des vecteurs  $\vec{G}$  et  $\vec{I}$ , tels que:

$$\vec{G} = \begin{bmatrix} G_\alpha \\ G_\beta \end{bmatrix}$$

et

$$\vec{I} = \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}$$

A chaque instant  $G_\alpha$  et  $G_\beta$  sont donnés. A courant  $I$  donné ( $I = \sqrt{i_\alpha^2 + i_\beta^2}$ ), le produit scalaire (le couple instantané) est maximal si le vecteur  $\vec{G}$  et le vecteur  $\vec{I}$  sont colinéaires:

$$G_\beta i_\alpha - G_\alpha i_\beta = 0 \quad (\text{III-2})$$

Ceci revient à annuler la puissance réactive interne instantanée de la machine.

Afin d'avoir, à courant donné, le couple le plus élevé indépendant de la position du rotor, les formes des courants de référence  $i_\alpha^*$  et  $i_\beta^*$  sont imposées par les relations (III-1) et (III-2):

$$i_\alpha^* = \frac{G_\alpha}{p(G_\alpha^2 + G_\beta^2)} \Gamma_{em}^* = k_\alpha(\theta) \Gamma_{em}^* \quad (\text{III-3})$$

$$i_\beta^* = \frac{G_\beta}{p(G_\alpha^2 + G_\beta^2)} \Gamma_{em}^* = k_\beta(\theta) \Gamma_{em}^*$$

Pour avoir les valeurs de références des courants statoriques  $i_\alpha^*$  et  $i_\beta^*$  à partir de la valeur de référence de couple, il faut donc calculer les coefficients  $k_\alpha(\theta)$  et  $k_\beta(\theta)$  et les mémoriser dans un tableau.

La figure (III-3) donne les formes des courants de références  $i_\alpha^*$  et  $i_\beta^*$  ( $k_\alpha(\theta)$  et  $k_\beta(\theta)$ ) qui correspondent aux f.e.m. données par la figure (III-2) et  $\Gamma_{em}^*$  constant.

---

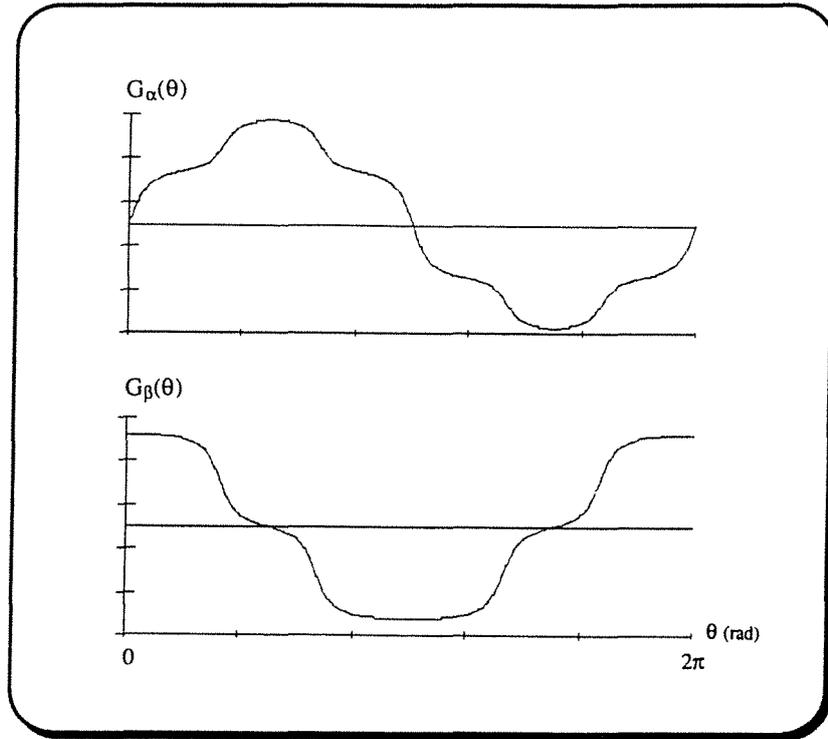


Figure III-2) Composantes  $\alpha$  et  $\beta$  des f.e.m. à vitesse donnée

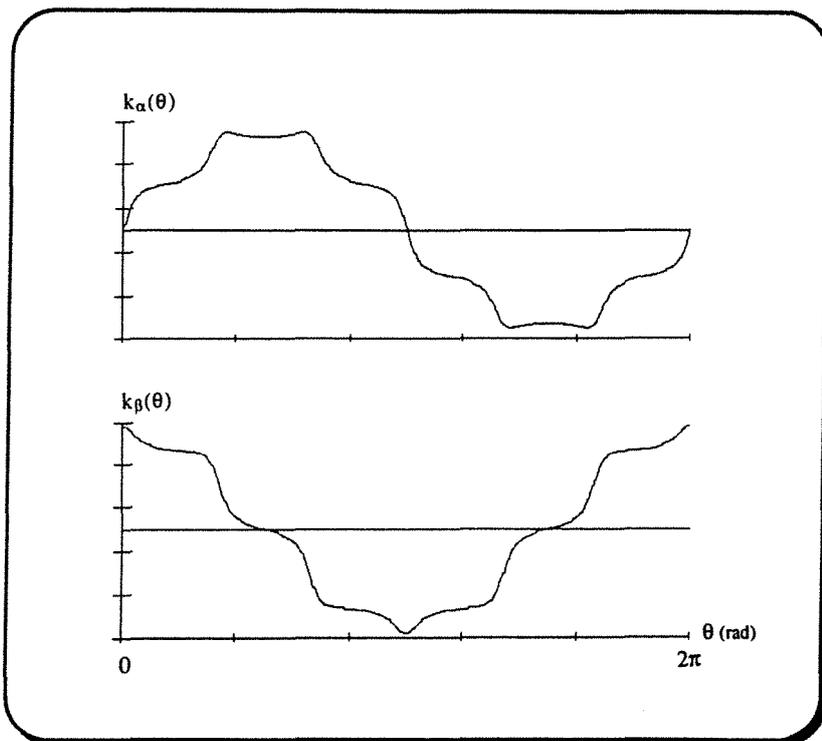


Figure III-3) Formes optimales des courants de références en  $\alpha, \beta$

### III.1.1.2- Stratégie globale de la commande en " $\alpha, \beta$ "

La figure (III-4) représente le schéma global de la commande du couple d'une machine synchrone à aimants permanents à rotor lisse à répartition non sinusoïdale des conducteurs.

Le signal sortant du régulateur de vitesse constitue la valeur de référence du couple  $\Gamma_{em}^*$ . De cette valeur on tire les courants de références  $i_\alpha^*$  et  $i_\beta^*$ . Ceux-ci sont comparés séparément aux courants réels  $i_\alpha$  et  $i_\beta$ , pour générer, à travers les régulateurs de courants, les tensions de références  $v_\alpha^*$  et  $v_\beta^*$ . Les consignes des tensions  $v_{abc}^*$  sont ensuite fixées par les tensions de références  $v_\alpha^*$  et  $v_\beta^*$  en utilisant la transformation de Concordia restreinte.

Les composantes  $\alpha$  et  $\beta$  des courants statoriques sont obtenues à partir des courants réels de la machine  $i_{abc}$ , en utilisant la transposée de transformation de Concordia restreinte.

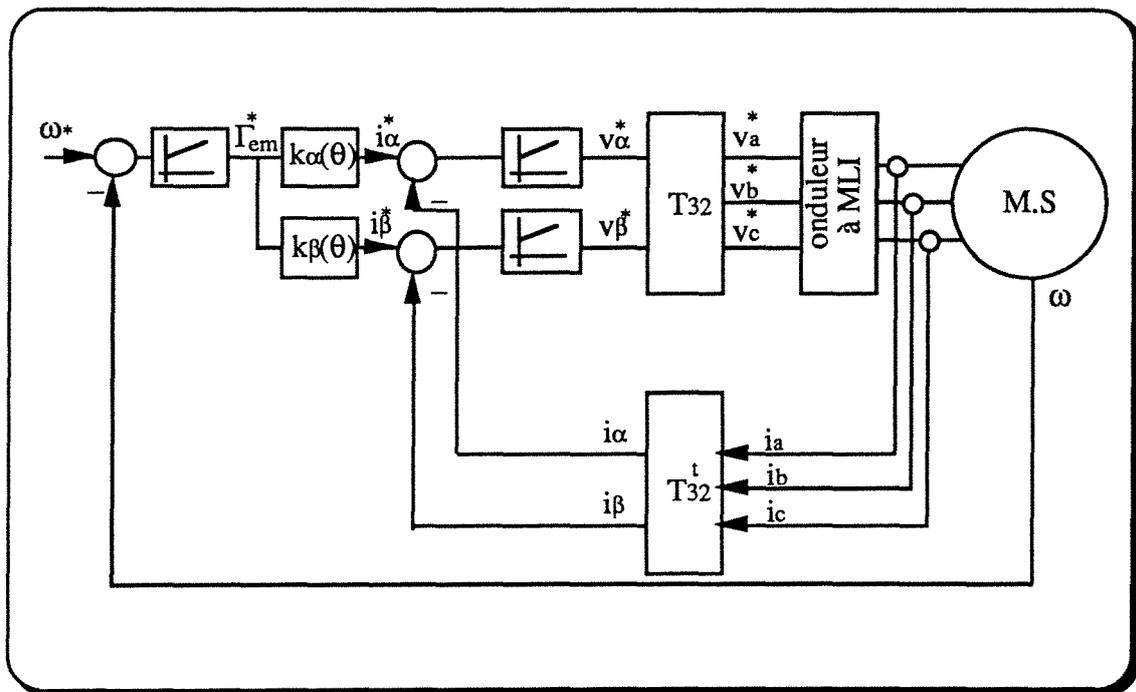


Figure III-4) Schéma global de la commande en " $\alpha, \beta$ "

### III.1.2- Commande en "dq"

Lorsque la f.e.m. est à répartition sinusoïdale ( $\psi'_{af}$ ,  $\psi'_{bf}$  et  $\psi'_{cf}$  sinusoïdales), il est usuel de contrôler le couple par les courants statoriques dans un repère lié au rotor. En effet, on contrôle ainsi des grandeurs continues, ce qui permet d'avoir une bande passante maximale pour l'ensemble convertisseur-machine-commande.

La même raison s'applique à la machine synchrone à rotor lisse à répartition non sinusoïdale des conducteurs statoriques, en ce qui concerne les fondamentaux des courants, ce qui justifie la commande de cette machine dans un repère lié au rotor.

Dans ce qui suit nous proposons deux stratégies de contrôle des courants d'axe direct et d'axe en quadrature permettant de minimiser l'ondulation du couple. La première méthode permet d'optimiser le couple à courant donné, la deuxième privilégie la simplicité de la commande.

#### III.1.2.1- Contrôle des courants à couple maximal

Le couple d'une machine synchrone non sinusoïdale à rotor lisse dans le repère lié au rotor s'obtient à partir de la relation (I-36):

$$\Gamma_{em} = p(G_d i_d + G_q i_q) \quad (\text{III-4})$$

avec:

$$G_d = \frac{e_d}{\omega} \quad \text{et} \quad G_q = \frac{e_q}{\omega}$$

Comme dans le paragraphe précédent, pour avoir le couple le plus élevé pour un courant donné, les composantes directe et en quadrature des courants statoriques doivent vérifier la relation:

$$G_q i_d - G_d i_q = 0 \quad (\text{III-5})$$

A partir des relations (III-4) et (III-5), nous obtenons les formes optimales des courants  $i_d$  et  $i_q$ , permettant d'obtenir le couple le plus élevé pour un courant donné:

$$i_d^* = \frac{G_d}{p(G_d^2 + G_q^2)} \Gamma_{em}^* = k_{1d}(\theta) \Gamma_{em}^* \quad (III-6)$$
$$i_q^* = \frac{G_q}{p(G_d^2 + G_q^2)} \Gamma_{em}^* = k_{1q}(\theta) \Gamma_{em}^*$$

Si on peut imposer ces courants, le couple réel sera dépourvu d'ondulation.

Pour la forme des f.e.m.  $G_d(\theta)$  et  $G_q(\theta)$  données sur la figure (III-5), les formes des courants de références  $i_d^*$  et  $i_q^*$  ( $k_{1d}(\theta)$  et  $k_{1q}(\theta)$ ) sont données sur la figure (III-6).

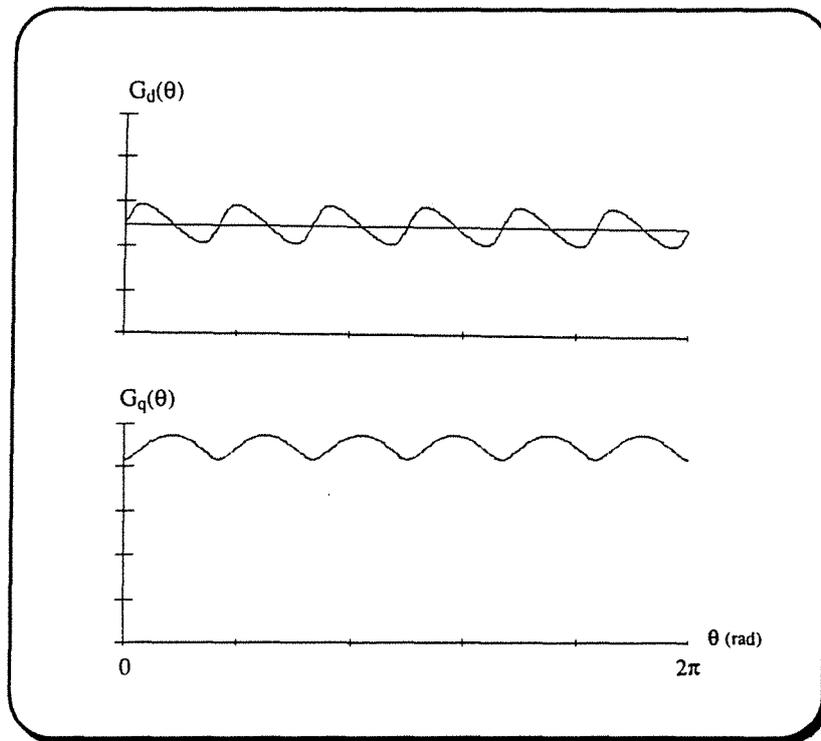


Figure III-5) Composantes d et q des f.e.m. à vitesse donnée

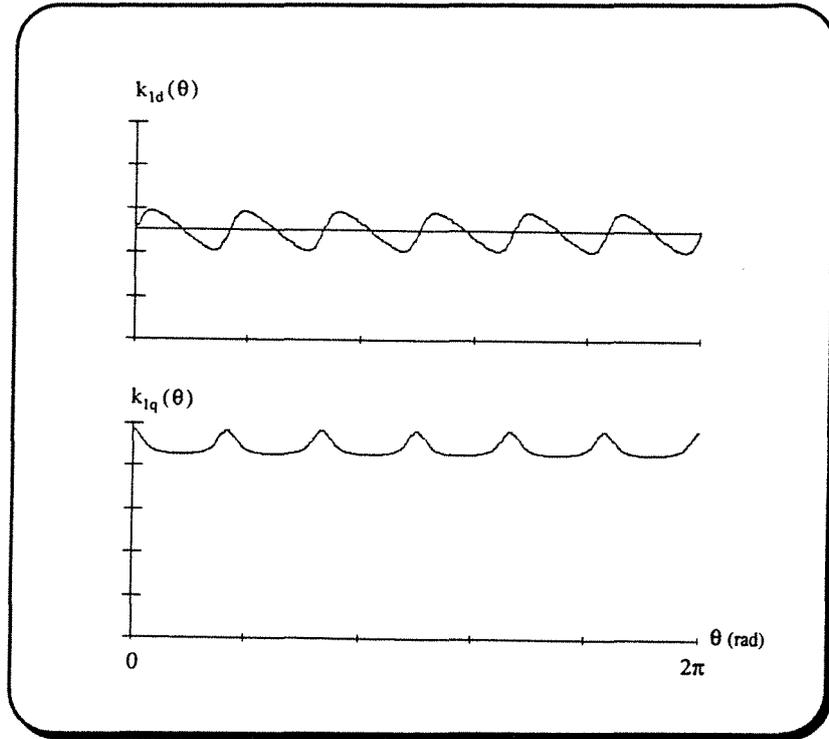


Figure III-6) Formes optimales des courants de référence en d,q

En introduisant dans l'expression du couple (relation III-4) les formes des courants obtenus précédemment on a:

$$\Gamma_{em} = p(G_q(\theta)k_{1q}(\theta) + G_d(\theta)k_{1d}(\theta))\Gamma_{em}^* \quad (\text{III-7})$$

Les deux termes  $G_q(\theta)k_{1q}(\theta)$  et  $G_d(\theta)k_{1d}(\theta)$  sont donnés sur la figure (III-7).

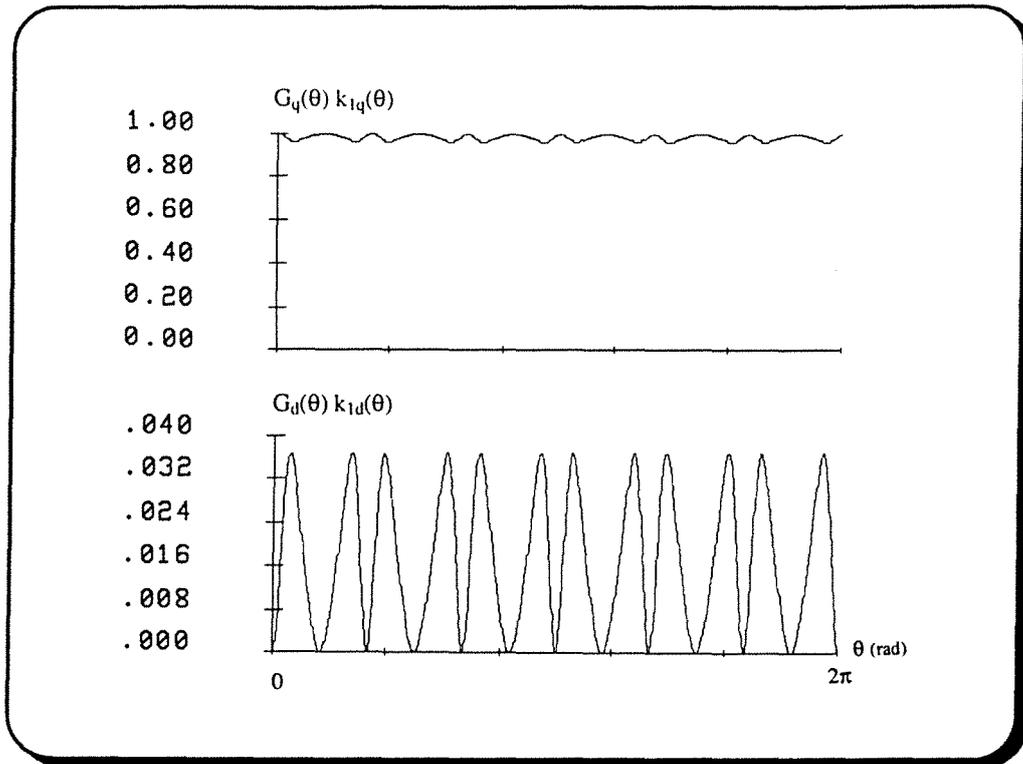


Figure III-7) Les deux termes du couple

### III.1.2.2- Contrôle à courant direct nul

Comme on le constate sur la figure (III-7), la valeur du terme  $G_d(\theta)k_{1d}(\theta)$  est très faible par rapport à l'autre terme  $G_q(\theta)k_{1q}(\theta)$ . Ce gain en couple apparaît négligeable vu la complexité de la commande.

Pour simplifier la boucle de commande et minimiser le nombre de calculs, nous imposerons dorénavant un courant direct nul. Dans ce cas l'expression du couple (relation III-4) se réduit à:

$$\Gamma_{em} = pG_q i_q \quad (III-8)$$

On remarque bien entendu que dans ce cas, la condition donnant le couple maximal pour un courant donné (relation III-5), n'est pas satisfaite:

$$G_q i_d - G_d i_q = -G_d i_q \neq 0$$

Dans ce cas, pour minimiser les ondulations de couple, le courant de référence d'axe en quadrature sera défini par l'expression:

$$i_q^* = \frac{1}{pG_q} \Gamma_{em}^* = k_{2q}(\theta) \Gamma_{em}^* \quad (\text{III-9})$$

La figure (III-8) donne la forme du courant de référence  $i_q^*$  ( $k_{2q}(\theta)$ ) qui correspond à la f.e.m. donnée par la figure (III-5).

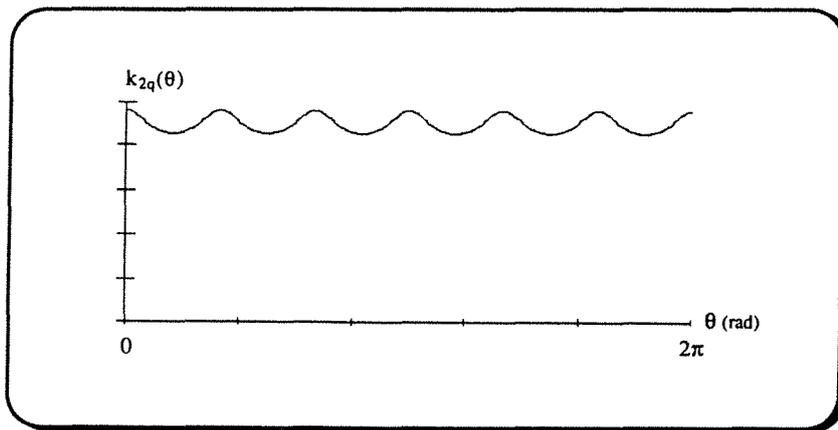


Figure III-8) Forme du courant en quadrature à courant direct nul

La figure (III-9) représente le schéma de principe de la commande de la machine dans le repère de Park.



### III.2- Résultats de la simulation numérique

Afin de tester les performances des commandes proposées nous avons effectué plusieurs simulations numériques. Pour les différentes méthodes étudiées, nous avons représenté le courant de phase obtenu.

Dans un premier temps, nous avons présenté le comportement de l'ensemble convertisseur-machine-charge mécanique, en régime établi à une vitesse suffisamment faible, pour permettre d'imposer la forme des courants de référence. Ensuite, pour chaque méthode, nous étudions l'influence de la vitesse sur la forme et la valeur moyenne du couple.

Les résultats de la simulation dans le cas de la commande en " $\alpha, \beta$ " sont donnés sur les figures (III-10) et (III-11).

Dans le cas de l'alimentation de la machine par des courants sinusoïdaux, les figures (III-10a, b, c, d et e) représentent respectivement les courants  $i_a$ ,  $i_\alpha$  et  $i_\beta$ , le couple électromagnétique  $\Gamma_{em}$  et ses ondulations  $\delta\Gamma_{em} = \Gamma_{em} - \Gamma_{em\text{moyen}}$ .

Les figures (III-11a, b, c, d et e) représentent les mêmes courbes que celles de la figure (III-10), mais cette fois nous avons appliqué les coefficients  $k_\alpha(\theta)$  et  $k_\beta(\theta)$  donnant les formes optimales des courants de référence  $i_\alpha^*$  et  $i_\beta^*$  (relation III-3).

Dans le premier cas, nous constatons qu'en imposant les courants sinusoïdaux le taux d'ondulation du couple déterminé par:

$$T.O. = \frac{\Gamma_{em\text{max}} - \Gamma_{em\text{min}}}{\Gamma_{em\text{moyen}}} \quad (III-11)$$

atteint 14%.

Dans le deuxième cas, en imposant les formes optimales des courants de référence, le taux d'ondulation du couple descend à 2% et le rapport couple moyen / courant efficace augmente de 0.7% par rapport au cas précédent. Il faut signaler que l'ondulation résiduelle du couple est due au découpage de la tension (alimentation par onduleur à MLI).

---

Les résultats de la simulation dans le cas de la commande en "d,q" sont représentés sur les figures (III-12) et (III-13).

Les figures (III-12a, b, c, d et e) correspondent respectivement aux courants  $i_a$ ,  $i_d$  et  $i_q$ , le couple électromagnétique  $\Gamma_{em}$  et ses ondulations  $\delta\Gamma_{em}$  dans le cas où on impose les formes optimales des courants de référence  $i_d^*$  et  $i_q^*$ .

Dans ce cas le taux d'ondulation du couple ne dépasse pas 2% et le rapport couple moyen / courant efficace augmente de 0.7% par rapport à l'alimentation par des courants sinusoïdaux.

On constate que les stratégies maximisant le couple en  $\alpha, \beta$  et en d,q conduisent à une forme identique du courant de phase statorique (figure III-11a et III-12a). Ceci explique la ressemblance des performances des deux méthodes en régime établi à une vitesse faible (le même taux d'ondulation et la même valeur moyenne du couple à courant donné).

Les figures (III-13a, b, c, d et e) représentent les mêmes courbes que celles des figures (III-12) mais cette fois en imposant par la commande la composante directe de courant égale à zéro.

Dans ce cas le taux d'ondulation du couple diminue à 2% et le rapport de couple moyen / courant efficace diminue de 0.3% par rapport à l'alimentation par des courants sinusoïdaux, car la commande ne maximalise plus le couple.

Comme nous pouvons le constater en imposant la composante directe du courant nulle, nous perdons seulement 1% du couple moyen pour un courant donné. Ceci est négligeable devant la simplicité obtenue pour la commande.

L'influence de la vitesse du rotor sur les performances de la commande de la machine a été testée par la simulation numérique en imposant une référence de couple constante. Les figures (III-14, 15, 16 et 17) représentent les évolutions du couple et de la vitesse de la machine dans les cas suivants:

- 1- avec courants sinusoïdaux (figure III-14)
- 2- avec courants  $i_\alpha^*$  et  $i_\beta^*$  optimaux (figure III-15)
- 3- avec courants  $i_d^*$  et  $i_q^*$  optimaux (figure III-16)

4- avec courant  $i_d^*$  nul et  $i_q^*$  optimal (figure III-17)

Dans le cas classique de l'alimentation par des courants sinusoïdaux, on constate que le couple moyen décroît lentement jusqu'à une vitesse de 600 rad/s, à cause du déphasage des courants réels par rapport à leur référence. Le couple chute ensuite rapidement. Le taux d'ondulation du couple est important (14%).

Dans le deuxième cas, l'introduction d'une modulation des courants  $\alpha, \beta$  permet de diminuer les ondulations de couple, sans agir de façon notable sur la variation du couple moyen en fonction de la vitesse.

Lorsque la commande est en d,q à couple maximal, le couple moyen reste pratiquement constant jusqu'à la vitesse de 600 rad/s avec le même taux d'ondulation que dans la commande en  $\alpha, \beta$ .

Par contre dans le cas de la commande simplifiée, le couple moyen reste pratiquement constant jusqu'à une vitesse de 800 rad/s et le taux d'ondulation du couple pour une vitesse donnée de la machine est inférieur à celui constaté précédemment. Ceci est dû au fait que le taux de modulation des courants est alors plus faible.

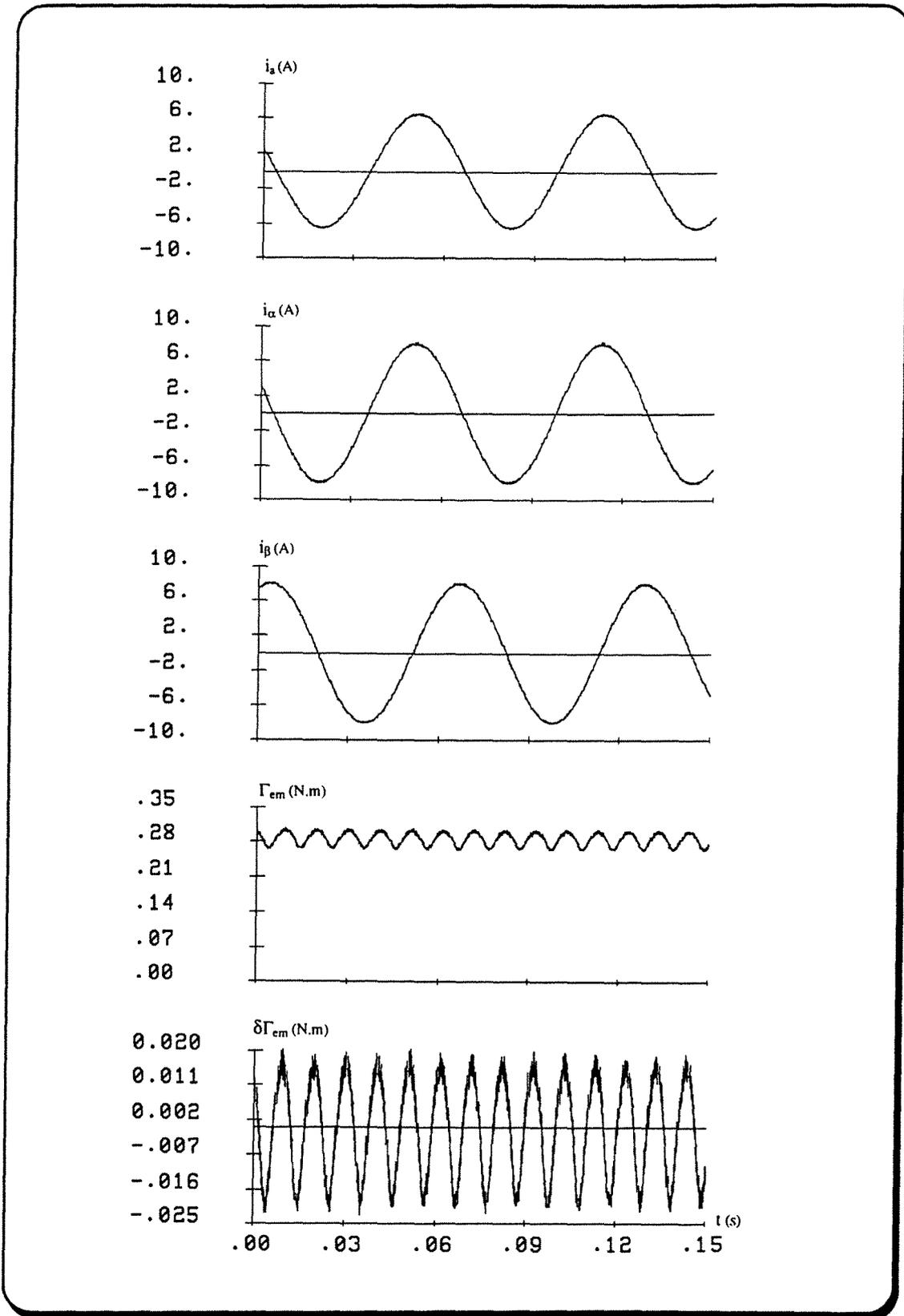


Figure III-10) Résultats obtenus en imposant des courants sinusoïdaux

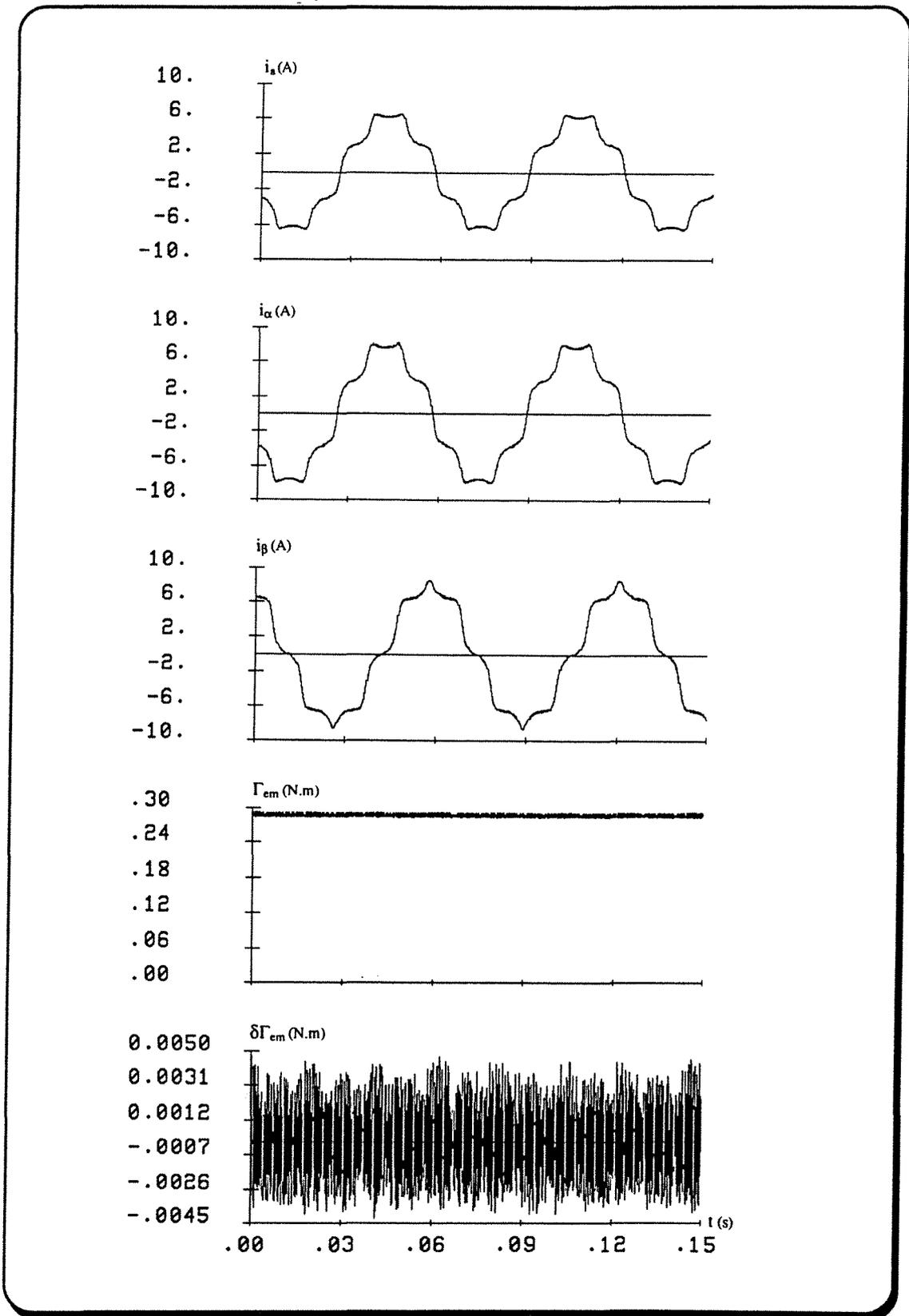


Figure III-11) Résultats obtenus en appliquant les courants optimaux en  $\alpha, \beta$

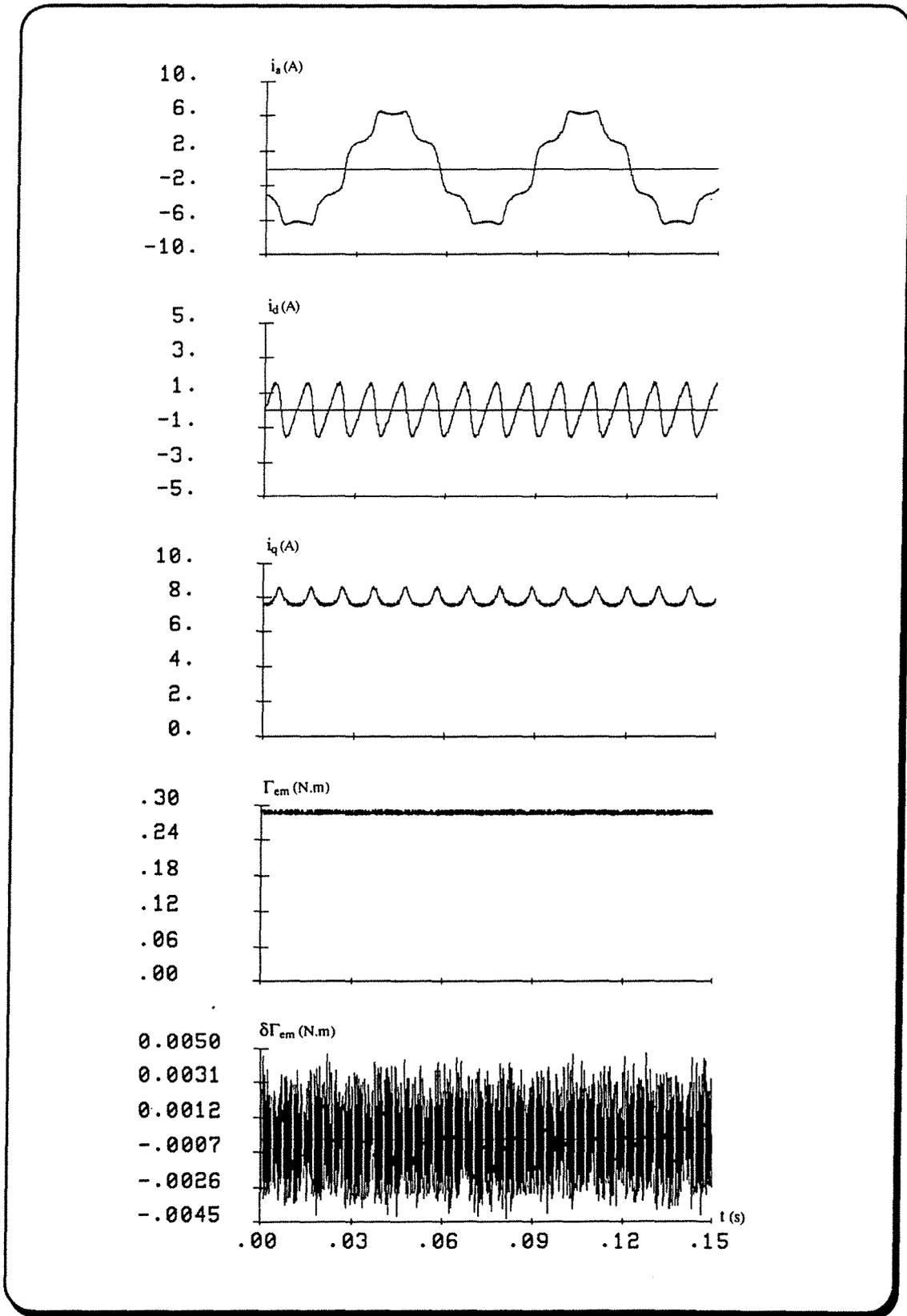


Figure III-12) Résultats obtenus en appliquant les courants optimaux en d,q

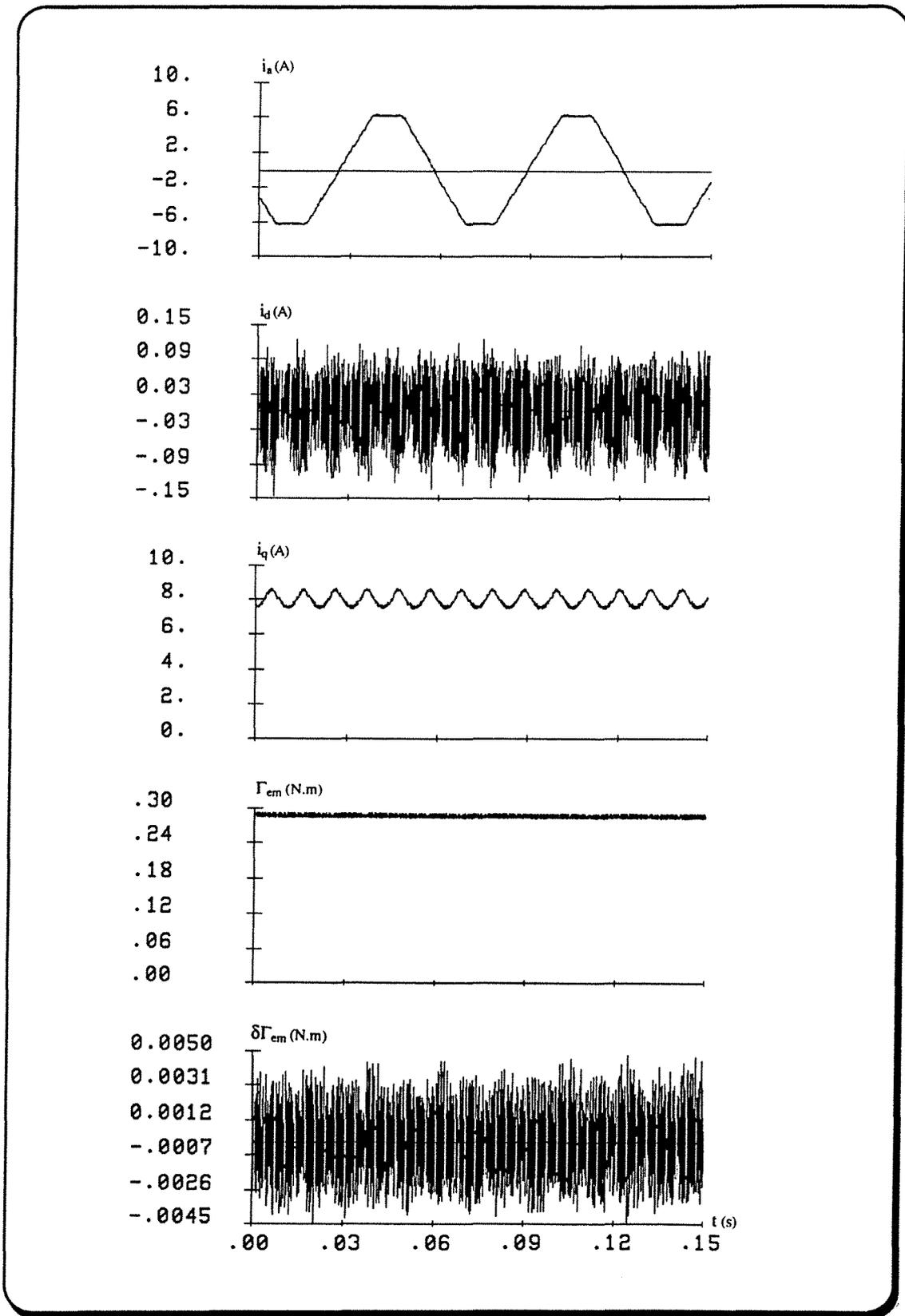


Figure III-13) Résultats obtenus en imposant le courant direct nul

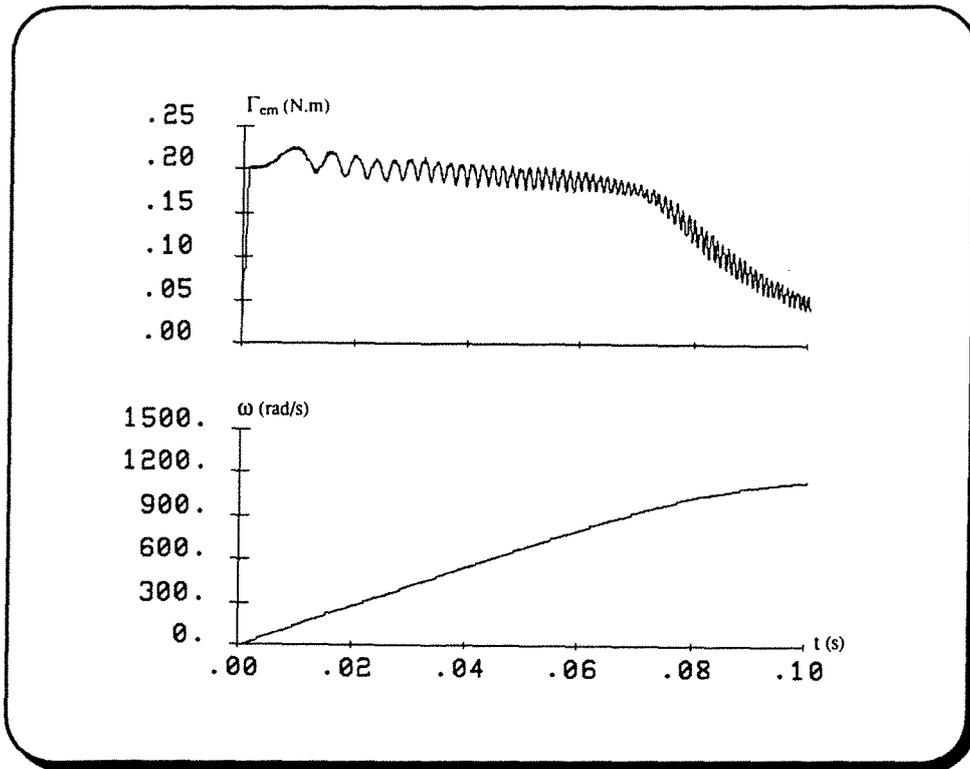


Figure III-14) Influence de la vitesse dans le premier cas

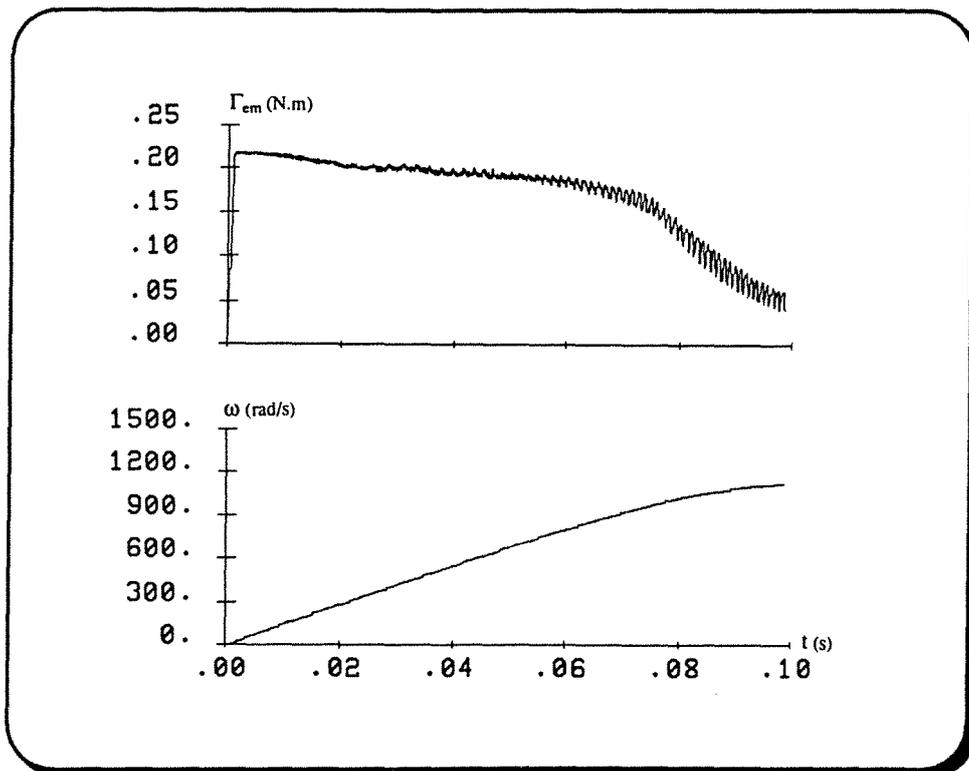


Figure III-15) Influence de la vitesse dans le deuxième cas

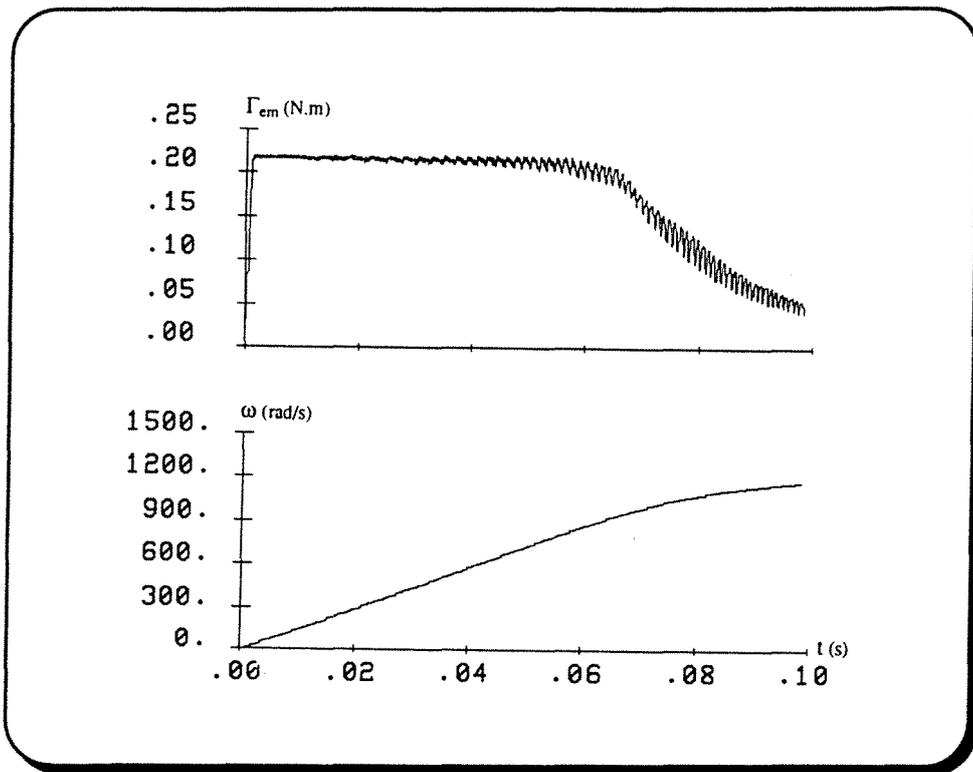


Figure III-16) Influence de la vitesse dans le troisième cas

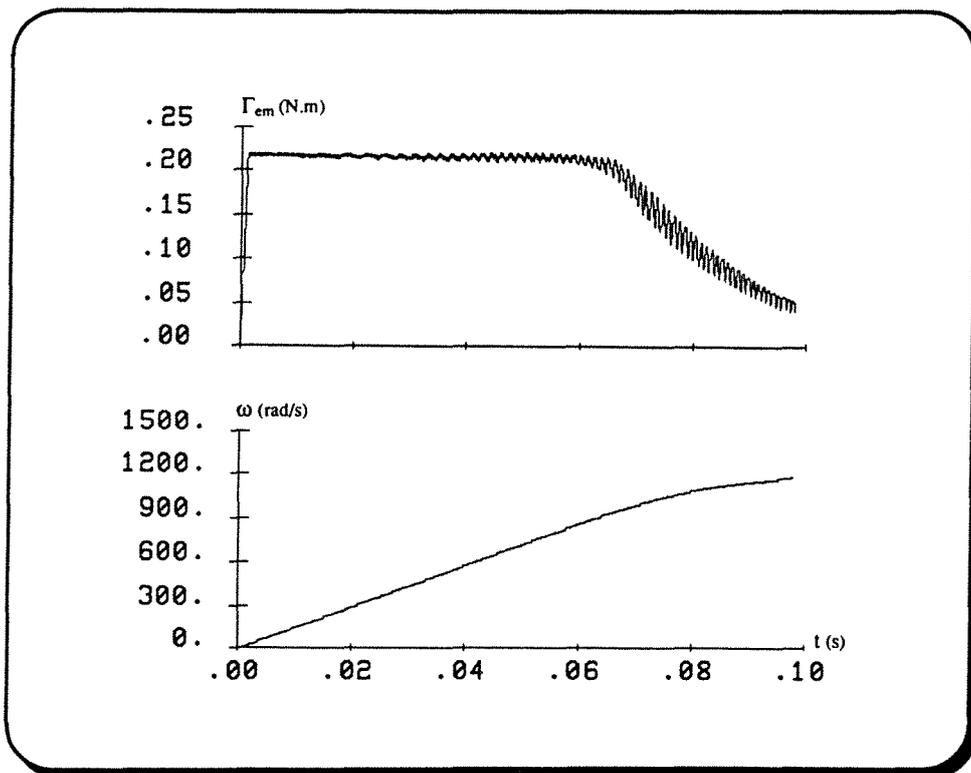


Figure III-17) Influence de la vitesse dans le quatrième cas

## Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté différentes stratégies de contrôle du couple d'une machine synchrone à aimants permanents à rotor lisse et à répartition non sinusoïdale des conducteurs statoriques.

Les f.e.m. induites par le rotor dans les enroulements statoriques présentent des harmoniques, si bien que la puissance transmise au rotor, donc le couple qui s'exerce sur celui-ci présente des oscillations autour de sa valeur moyenne. Afin de rendre le couple pratiquement constant nous sommes amenés à moduler les courants statoriques.

Nous avons d'abord présenté deux méthodes de commande qui permettent de maximiser le couple tout en réduisant ses ondulations.

L'une, effectuée dans le référentiel du stator, n'agit que sur le taux d'ondulation du couple, alors que l'autre, réalisée dans le plan de Park lié au rotor, permet de maintenir en plus le couple moyen à une valeur constante pour une gamme de vitesse assez étendue (de 0 à 600 rad/s).

Une troisième méthode, également "en d,q" avec le courant direct nul offre de nombreux avantages:

- Elle permet de maintenir un couple constant pour une gamme de vitesse plus étendue (jusqu'à 800 rad/s au lieu de 600 rad/s pour les méthodes précédentes), sans diminuer de façon appréciable le couple moyen.
- Elle permet aussi de réduire encore le taux d'ondulation du couple même à des vitesses plus élevées.
- Elle est enfin très simple à mettre en oeuvre.

C'est donc cette troisième méthode que nous préconisons.





## CHAPITRE IV

# COMMANDE VECTORIELLE DES MACHINES SYNCHRONES SANS CAPTEUR MÉCANIQUE



## COMMANDE VECTORIELLE DES MACHINES SYNCHRONES SANS CAPTEUR MECANIQUE

- Introduction .....	115
1- Détermination de la position du rotor .....	117
1.1- Équations électriques de la MSAP sans amortisseurs .....	117
1.2- Estimation de la position du rotor .....	118
1.3- Influence de la valeur initiale de la position du rotor .....	120
2- Correction de la position estimée .....	121
3- Stratégie de commande vectorielle d'une MSAP sans capteur mécanique .....	124
4- Résultats de simulation numérique .....	126
4.1- Influence des inductances $L_d$ et $L_q$ .....	126
4.2- Influence de la résistance statorique .....	127
4.3- Influence de la vitesse .....	128
4.4- Influence des amortisseurs .....	128
- Conclusion .....	140



## Commande vectorielle des machines synchrones sans capteur mécanique

### Introduction

Durant ces dernières années, la commande vectorielle des machines synchrones à aimants permanents a fait l'objet de très nombreuses études. Les algorithmes proposés pour le contrôle du couple et du courant nécessitent tous des informations précises sur la position du rotor. Ces informations sont données par un capteur externe (resolver) disposé sur l'arbre du rotor. Cette solution présente quelques inconvénients qui, dans certains cas, restreignent son application pour les raisons suivantes:

- Encombrement du processus réel
- Coût élevé du système
- Axe de la machine inaccessible

Le contrôle des machines à aimants permanents et des machines à réluctance variable sans capteur de position a été développé par plusieurs auteurs [55, 56, 57,...].

Certains d'entre eux utilisent les tensions et les courants de la machine pour estimer la position du rotor, en supposant que la valeur initiale de la position du rotor est connue [56, 63, ...]. Dans [56], les tensions de ligne et les courants sont utilisés pour obtenir l'angle du vecteur de flux statorique. Ce dernier est utilisé pour la commande à hystérésis des courants afin d'obtenir un facteur de puissance unitaire. Dans [57], les auteurs calculent la position du rotor à partir de l'angle du vecteur de flux statorique et

d'une estimation de l'angle interne. Dans [58], les inductances de la machine qui sont calculées à partir de la commande à hystérésis de courant, sont utilisées pour obtenir la position du rotor d'une machine à pôles saillants. Dans [59], la différence entre les tensions imposées aux bornes de la machine et les tensions calculées à partir du modèle de la machine à pôles lisses est utilisée pour définir une stratégie d'autopilotage. Dans [60, 61 et 62], la position du rotor est obtenue au moyen d'un filtre de Kalman. Les algorithmes utilisés sont lourds et nécessitent des informations sur la dynamique des instruments utilisés pour la mesure, sur la description statistique des bruits survenus dans le système, des erreurs de mesure, des imprécisions du modèle du système, ainsi que des informations sur les conditions initiales des variables du système. Dans [63], les flux statoriques, obtenus à partir des tensions et des courants, et la position estimée du rotor sont utilisés pour estimer les courants statoriques. La différence entre ces derniers et les courants réels permet, dans le cas d'une machine à pôles lisses, de corriger les flux et la position estimée du rotor.

Les paramètres de la machine interviennent dans tous ces algorithmes. L'erreur d'identification des paramètres se répercute sur l'estimation de la vitesse et de la position du rotor. Ceci s'ajoute aux problèmes de la commande vectorielle qui peut être elle même sensible aux variations des paramètres, même avec capteur de position.

Dans ce chapitre, dans un premier temps, nous proposons un algorithme simple pour estimer la position du rotor d'une machine synchrone. Cet algorithme permet d'avoir un contrôle relativement peu sensible aux variations des paramètres de la machine, mais ses performances dépendent fortement de la position initiale du rotor. Afin d'obtenir un estimateur robuste de celle-ci, nous proposons un algorithme complémentaire qui corrige la position estimée précédemment obtenue, indépendamment de la position initiale du rotor.

Dans ce qui suit nous appliquons l'estimateur proposé pour la commande de vitesse d'une machine synchrone alimentée par un onduleur de tension à MLI et nous vérifions la robustesse de cet estimateur au moyen des simulations numériques.

## IV.1- Détermination de la position du rotor

Afin d'estimer la position du rotor nous utilisons un modèle qui ne tient pas compte de l'effet des amortisseurs du rotor. Mais nous vérifierons par la suite que l'influence des amortisseurs est négligeable.

### IV.1.1- Équations électriques de la MSAP sans amortisseurs

Le modèle de MSAP sans amortisseurs se déduit directement de celui élaboré au premier chapitre (relation I-1). En effet en négligeant les courants des amortisseurs le système d'équations de la machine s'exprime seulement en fonction des grandeurs statoriques.

En appliquant la transformation de Concordia restreinte au système d'équations triphasé de la machine, nous obtenons un système d'équations diphasé de la forme suivante:

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = [R_s] \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_\alpha \\ \psi_\beta \end{bmatrix} \quad (IV-1)$$

avec:

$$\begin{bmatrix} \psi_\alpha \\ \psi_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_\alpha & M_{\alpha\beta} \\ M_{\beta\alpha} & L_\beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} + \psi_f \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \sin \theta \end{bmatrix} \quad (IV-2)$$

où  $L_\alpha$  et  $L_\beta$  sont respectivement les inductances propres des phases  $\alpha$  et  $\beta$ ,  $M_{\alpha\beta}$  est la mutuelle inductance entre deux phases statoriques et  $\theta$  est l'angle électrique.

Le modèle de la MSAP sans amortisseurs dans le repère de Park peut être obtenu à partir de la relation (I-24) en annulant les courants des amortisseurs  $I_D$  et  $I_Q$ :

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -\omega L_q \\ \omega L_d & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega \psi_f \end{bmatrix} \quad (IV-3)$$

Le dernier terme de cette relation est le vecteur de la force électromotrice de la machine:

$$\begin{bmatrix} 0 \\ \omega\psi_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} \quad (\text{IV-4})$$

Dans ce repère les flux seront déduits de la relation (I-27):

$$\psi_d = L_d I_d + \psi_f \quad (\text{IV-5})$$

$$\psi_q = L_q I_q \quad (\text{IV-6})$$

#### IV.1.2- Estimation de la position du rotor [16]

Afin d'obtenir une expression simple et dépendant peu des paramètres de la machine, nous utilisons l'expression de  $\psi_q$  en fonction de  $i_q$  qui ne fait intervenir que  $L_q$  (relation IV-6).

Remplaçons  $\psi_q$  et  $i_q$  par leur expression en fonction de  $\psi_\alpha$ ,  $\psi_\beta$ ,  $i_\alpha$  et  $i_\beta$ , soit:

$$\psi_q = -\psi_\alpha \sin \theta + \psi_\beta \cos \theta \quad (\text{IV-7})$$

$$I_q = -I_\alpha \sin \theta + I_\beta \cos \theta \quad (\text{IV-8})$$

Il en résulte alors la relation suivante:

$$-\psi_\alpha \sin \theta + \psi_\beta \cos \theta = L_q (-I_\alpha \sin \theta + I_\beta \cos \theta) \quad (\text{IV-9})$$

A partir de cette relation nous obtenons une expression simple de la position électrique du rotor:

$$\text{tg} \theta = \frac{\psi_\beta - L_q I_\beta}{\psi_\alpha - L_q I_\alpha} \quad (\text{IV-10})$$

Les flux  $\psi_\alpha$  et  $\psi_\beta$  peuvent, à leur tour, être déterminés à partir de l'équation matricielle (IV-1):

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{\alpha} \\ \psi_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{\alpha} \\ V_{\beta} \end{bmatrix} - R_s \begin{bmatrix} I_{\alpha} \\ I_{\beta} \end{bmatrix} \quad (IV-11)$$

Connaissant les valeurs initiales des flux statoriques ( $\psi_{\alpha 0}$  et  $\psi_{\beta 0}$ ) on peut déterminer les flux statoriques par une intégration de la relation (IV-11) et ensuite la position du rotor par la relation (IV-10).

Les figures (IV-1) et (IV-2) représentent schématiquement la détermination de  $\psi_{\alpha}$ ,  $\psi_{\beta}$  et  $\text{tg}\theta$  à partir des courants et des tensions statoriques.

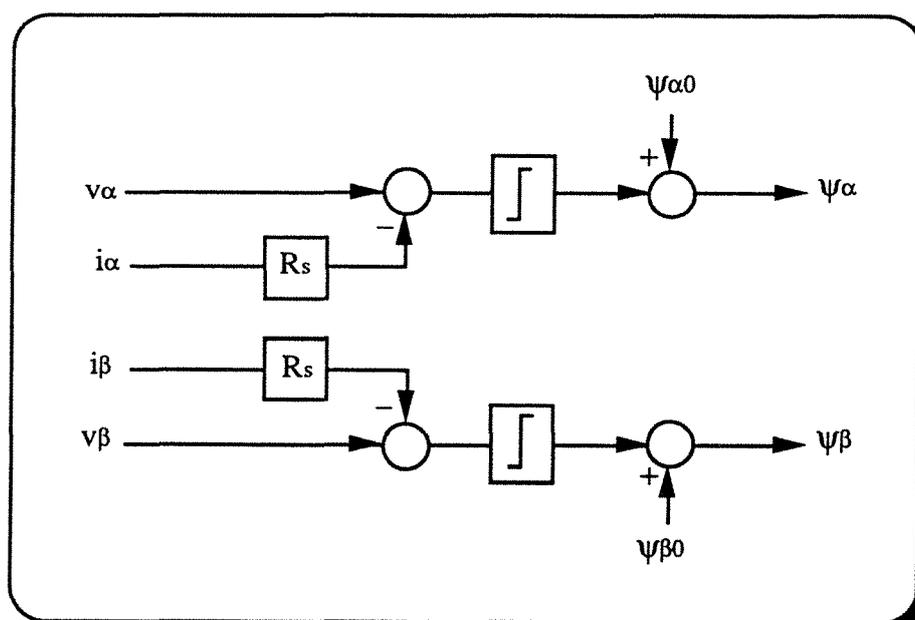


Figure IV-1) Détermination des composantes  $\alpha$  et  $\beta$  des flux totaux statoriques

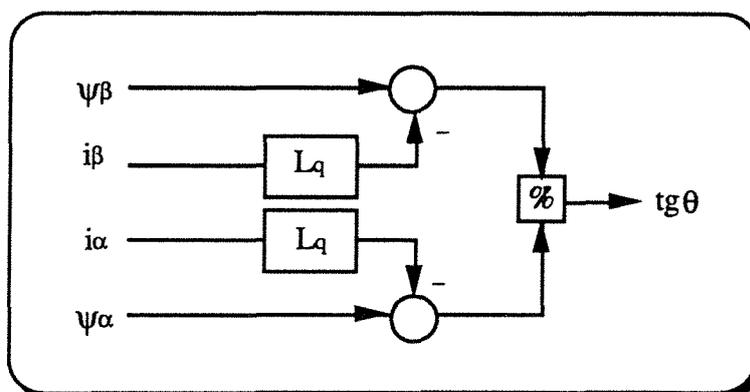


Figure IV-2) Détermination de  $\text{tg}\theta$

### IV.1.3- Influence de la valeur initiale de la position du rotor

Notons que les valeurs initiales des flux ( $\psi_{\alpha 0}$  et  $\psi_{\beta 0}$ ) dépendent de la valeur initiale de la position du rotor.

Dans une machine non excitée à réluctance variable à stator lisse et à distribution sinusoïdale des conducteurs, les valeurs initiales des flux totaux ( $\psi_{\alpha 0}$  et  $\psi_{\beta 0}$ ) sont nulles. Donc la valeur initiale de la position du rotor n'intervient pas dans le calcul. Par conséquent le calcul de la position du rotor d'une machine à réluctance variable ne dépend pas de la connaissance de sa valeur initiale (avant la mise sous tension).

Dans le cas d'une machine synchrone à aimants permanents la connaissance de la valeur initiale  $\theta_0$  de la position du rotor est nécessaire pour le calcul de sa valeur instantanée  $\theta$ .

Afin d'imposer une valeur initiale de la position du rotor, certains auteurs proposent d'alimenter deux phases de la machine avant le démarrage. Cela permet de déterminer les valeurs initiales des flux statoriques:

$$\begin{bmatrix} \psi_{\alpha 0} \\ \psi_{\beta 0} \end{bmatrix} = \psi_f \begin{bmatrix} \cos \theta_0 \\ \sin \theta_0 \end{bmatrix} \quad (\text{IV-12})$$

L'inconvénient majeur de cette méthode est de vouloir imposer une position initiale rotorique en imposant les courants dans certaines phases. En effet cette position dépend du couple de charge et du couple nécessaire à vaincre les frottements secs et visqueux.

Comme nous l'avons vu, l'estimation de la position du rotor fait intervenir les paramètres de la machine et nécessite la connaissance de la valeur initiale de la position du rotor. Une erreur sur l'identification de ces paramètres ou une mauvaise connaissance de la valeur initiale de la position du rotor induisent évidemment une erreur sur la valeur instantanée de la position estimée du rotor. Du fait qu'il n'y a aucun contrôle sur la valeur estimée de la position, elle peut diverger de sa valeur réelle.

Dans ce qui suit nous proposons un algorithme qui corrige la valeur estimée de la position du rotor.

---

## IV.2- Correction de la position estimée

Rappelons que, dans une machine synchrone à distribution sinusoïdale des conducteurs, la composante directe de la force électromotrice ( $e_d$ ) est égale à zéro (relation IV-4). Par la suite, nous utilisons ce principe pour corriger la valeur estimée de la position du rotor [16].

Supposons que l'on commette une erreur  $\delta\theta$  sur l'estimation de la position du rotor et posons:

$$\theta_e = \theta + \delta\theta \quad (\text{IV-13})$$

tel que:

- $\theta_e$  est la position estimée.
- $\theta$  est la valeur exacte de la position du rotor.

La figure (IV-3) représente la position de la f.e.m. par rapport à l'axe statorique a.

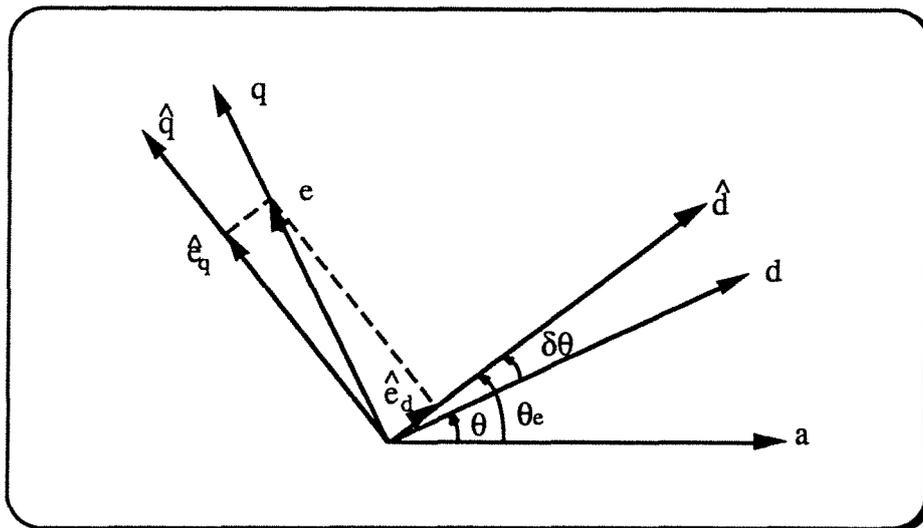


Figure IV-3) Position de la f.e.m. par rapport à l'axe statorique a

Comme nous pouvons le constater sur la figure (IV-3), dans le cas où il n'y a aucune erreur sur la valeur estimée de la position du rotor, la composante directe de la f.e.m. est nulle et la composante en quadrature est égale à la valeur de la f.e.m. Dans le

cas contraire, pour une erreur  $\delta\theta$  commise sur la valeur estimée de la position du rotor, la composante directe de la force électromotrice ne sera plus nulle.

D'après la figure (IV-3) les valeurs de ces composantes sont données par les relations suivantes:

$$\hat{e}_d = e \cdot \sin \delta\theta \quad (IV-14)$$

$$\hat{e}_q = e \cdot \cos \delta\theta$$

avec:

$$e = \sqrt{\hat{e}_d^2 + \hat{e}_q^2} \quad (IV-15)$$

Les composantes directe et en quadrature de la f.e.m. peuvent être déterminées à partir des équations électriques de la machine (IV-3 et 4):

$$\hat{e}_d = \hat{V}_d - R_s \hat{I}_d - L_d \frac{d\hat{I}_d}{dt} + L_q \omega \hat{I}_q \quad (IV-16)$$

$$\hat{e}_q = \hat{V}_q - R_s \hat{I}_q - L_q \frac{d\hat{I}_q}{dt} - L_d \omega \hat{I}_d$$

où  $\hat{v}_d$  et  $\hat{v}_q$  sont les composantes directe et en quadrature de la tension et  $\hat{i}_d$  et  $\hat{i}_q$  celles du courant. Elles sont données par les relations suivantes:

$$\begin{bmatrix} \hat{V}_d \\ \hat{V}_q \end{bmatrix} = P(-\theta_e) \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \hat{I}_d \\ \hat{I}_q \end{bmatrix} = P(-\theta_e) \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix}$$


---

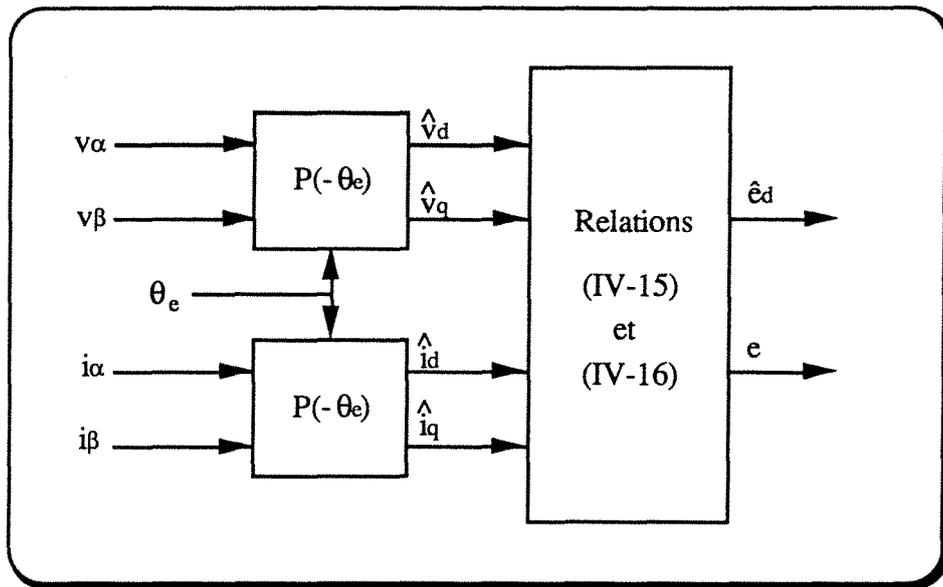


Figure IV-4) Détermination de  $\hat{e}_d$  et  $e$

Par conséquent, après les calculs donnant  $\hat{e}_d$  et  $e$ , nous pouvons estimer l'erreur commise dans le calcul de la position du rotor par l'expression suivante:

$$\sin \delta\theta = \frac{\hat{e}_d}{e} \quad (\text{IV-17})$$

Afin d'éliminer l'erreur de position estimée nous utilisons le schéma du contrôle présenté sur la figure (IV-5). Dans ce schéma  $\theta_c$  est la valeur correcte de la position du rotor.

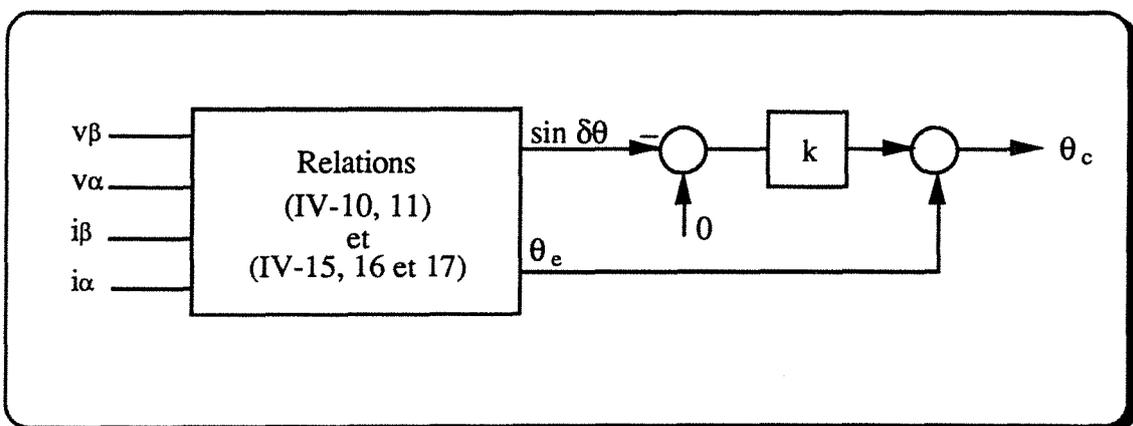


Figure IV-5) Détermination de la valeur correcte de la position du rotor

Une fois que nous atteignons la valeur exacte de la position du rotor, nous l'utilisons pour corriger les valeurs estimées des flux statoriques déterminées sur la figure (IV-1).

### **IV.3- Stratégie de commande vectorielle d'une MSAP sans capteur mécanique**

La figure (IV-6) représente le schéma global de la commande vectorielle d'une machine synchrone à aimants permanents sans capteur mécanique.

La vitesse estimée est utilisée comme contre-réaction pour la boucle de régulation de la vitesse. Le signal sortant du régulateur de vitesse constitue la référence de la composante en quadrature du courant ( $i_q^*$ ). Pour simplifier l'expression du couple électromagnétique de façon à pouvoir commander la machine comme une simple machine à courant continu, la valeur de référence de la composante directe du courant statorique ( $i_d^*$ ) est fixée à zéro.

Les régulateurs des courants sont de type proportionnel-intégral classique et nous introduisons un bloc de découplage  $A(\omega)$  qui est déterminé comme au deuxième chapitre. Ce bloc nous permet de commander indépendamment les courants  $i_d$  et  $i_q$ .

L'estimateur de position permet de reconstituer, à partir des grandeurs mesurées  $i_{abc}$  et  $v_{abc}$ , la position du rotor par les relations (IV-10, 11, 15, 16 et 17). Rappelons que les tensions aux bornes de la machine peuvent être déterminées par les expressions (I-37) et (I-38). Leur mesure n'est donc pas nécessaire.

En utilisant la position estimée  $\theta_c$ , grâce aux transformations de Concordia restreinte et de Park, on obtient les consignes de références de l'onduleur.  $\theta_c$  est également utilisée pour obtenir les composantes directe et en quadrature du courant à partir des courants mesurés. Ces composantes sont également utilisées comme contre réaction pour les boucles de régulation des courants. On n'a donc pas besoin de capteur de courant supplémentaire pour estimer la position.

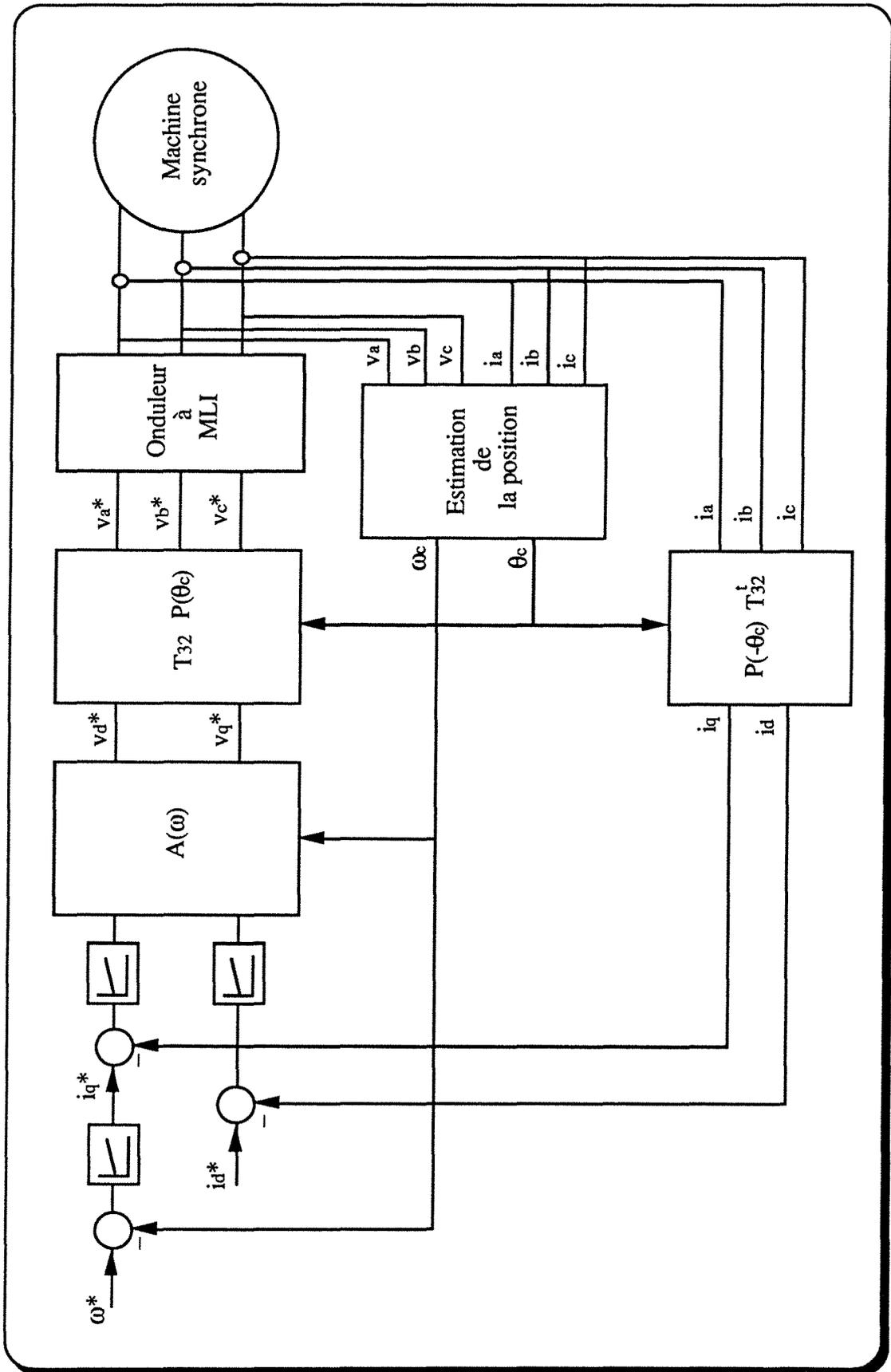


Figure IV-6) Schéma global de la commande vectorielle sans capteur mécanique

#### IV.4- Résultats de simulation numérique

Afin de tester l'efficacité de la méthode proposée, nous avons effectué plusieurs simulations numériques. Dans un premier temps, nous présentons les résultats de la simulation en supposant que les paramètres de la machine sont connus et que l'erreur sur la valeur initiale de la position du rotor est faible (figure IV-7).

Après un court intervalle transitoire, la position estimée du rotor (figure IV-7e) converge vers la valeur réelle. Ceci est mis en évidence sur la figure (IV-7f) qui représente l'erreur sur l'estimation de la position du rotor ( $\delta\theta = \theta - \theta_c$ ). On constate aussi que l'estimateur de position reste parfaitement stable lors d'une perturbation du couple de charge. Le bon comportement de la commande des courants d'axe direct et d'axe en quadrature (figure IV-7a et b) ainsi que de la vitesse et du couple (figure IV-7c et d) confirme l'efficacité de l'estimateur de position du rotor.

Pour tester l'efficacité de la méthode de correction de la position estimée, nous imposons une erreur de  $45^\circ$  sur la valeur initiale de la position du rotor tout en supposant que les paramètres de la machine sont exactement connus.

La figure (IV-8) montre les résultats de la simulation, dans le cas d'un démarrage suivi d'un échelon de couple de charge. On voit que l'estimateur corrige rapidement cette erreur (figure IV-8f) et que les courants des axes direct et en quadrature, le couple et la vitesse ont les mêmes allures que dans le cas précédent (figure IV-7). Ces résultats montrent que la méthode proposée pour la correction de la position estimée du rotor est efficace.

Par la suite, en supposant que la valeur initiale de la position du rotor n'est pas connue, nous allons étudier l'influence de chacun des paramètres de la machine (Résistances, Inductances) sur l'estimation de la position du rotor.

##### **IV.4.1- Influence des inductances $L_d$ et $L_q$**

Nous avons étudié l'influence des inductances de la machine dans le cas du démarrage suivi d'un échelon de couple de charge. Les figures (IV-9) et (IV-10) montrent les résultats des simulations lorsque les inductances (directe et en quadrature) sont

---

soit sous-estimées ( $L'_d = 0.5 L_d$  et  $L'_q = 0.5 L_q$ ), soit surestimées ( $L'_d = 1.5 L_d$  et  $L'_q = 1.5 L_q$ ).

On remarque que la position estimée converge progressivement vers sa valeur réelle (figure IV-9e et IV-10e). Dans le cas de la sous-estimation des inductances (figure IV-9e), la position estimée a une oscillation amortie autour de la position réelle. En effet les régulateurs PI des courants qui sont calculés en fonction des paramètres de la machine n'assurent pas une marge de phase suffisante pour la régulation des courants. Ceci entraîne des oscillations du courant et de  $\hat{e}_d$  qui est à la base de l'algorithme de correction de la position estimée (relations IV-16 et IV-17). Ce n'est pas le cas lorsque les inductances sont surestimées car les régulateurs de courant assurent une marge de phase plus élevée.

On remarque également l'apparition d'une erreur statique négative sur la position estimée, lorsque les inductances sont sous-estimées (figure IV-9f). En effet le calcul de  $\hat{e}_d$  (relation IV-18) se fait par:

$$\hat{e}_d = \hat{V}_d - R_s \hat{I}_d - L_d \frac{d\hat{I}_d}{dt} + L_q \omega \hat{I}_q$$

On voit qu'une sous-estimation de  $L_q$  fait diminuer la valeur estimée de  $\hat{e}_d$ . Dans ce cas la correction ne sera pas suffisante et il apparaît une erreur statique négative (relation IV-17). Ce même raisonnement justifie une erreur statique positive dans le cas où les inductances sont surestimées (figure IV-10f).

#### IV4.2- Influence de la résistance statorique

Les figures (IV-11 et IV-12) montrent respectivement l'influence d'une sous-estimation ( $R'_s = 0.75 R_s$ ) et d'une surestimation ( $R'_s = 1.25 R_s$ ) de la résistance statorique sur les performances de l'estimateur de position du rotor. On voit que la position estimée converge vers la valeur réelle et même lors de l'application d'un échelon de couple l'erreur de l'estimation reste presque nulle (figure IV-11f et IV-12f).

#### IV.4.3- Influence de la vitesse

Dans ce paragraphe nous étudierons, en supposant que la valeur initiale de la position du rotor est inconnue (erreur de  $45^\circ$ ), le comportement de l'estimateur proposé en fonction de la vitesse, surtout à très basse vitesse.

La correction de la position estimée se fait à partir de l'estimation de la composante directe de la f.e.m. qui dépend linéairement de la vitesse de rotation. A l'arrêt la composante directe de la f.e.m. ( $\hat{e}_d$ ) est nulle même si la position estimée (par IV-10) est erronée. Donc la correction ne s'effectue pas. Ceci veut dire que cette méthode n'est pas adaptée pour déterminer la position du rotor à vitesse nulle (positionnement).

La figure (IV-13) montre les résultats de la simulation concernant le démarrage jusqu'à 300 rad/s suivi d'un échelon de couple de charge et d'un échelon de vitesse de -300 rad/s (arrêt). nous supposons ici que les paramètres de la machine sont bien identifiés. Nous constatons que dans ce cas presque jusqu'à l'arrêt il n'y a pas d'erreur sur la position estimée. Les courants, le couple et la vitesse sont bien contrôlés.

La figure (IV-14) montre les mêmes courbes que dans le cas précédent avec un échelon de vitesse de -280 rad/s et en supposant que la résistance statorique et les inductances ne sont pas bien identifiées (sous-estimées de 20%). On constate que même pour des vitesses très faibles (moins de 10% de la vitesse nominale) l'estimateur continue à fournir une information suffisamment juste pour bien contrôler les courants et le couple (figure IV-14f).

#### IV.4.4- Influence des amortisseurs

L'étude de l'influence des amortisseurs d'une machine synchrone, dont l'autopilotage est assuré par l'estimateur de position du rotor proposé, est effectuée dans le cas d'un démarrage suivi par un échelon de couple de charge. Les figures (IV-15a, b, c, d, e, f, g et h) représentent respectivement les courants statoriques  $i_d$  et  $i_q$ , les courants des amortisseurs  $I_D$  et  $I_Q$ , la vitesse  $\omega$ , le couple électromagnétique  $\Gamma_{em}$ , la position estimée  $\theta_c$  et l'erreur sur la position estimée  $\delta\theta$  en supposant que la résistance statorique et les inductances sont sous-estimées de 20%.

---

Nous constatons que l'estimation de la position du rotor n'est pas perturbée par la présence des amortisseurs.

On notera que le taux d'ondulation des courants augmente, ce qui est naturel compte tenu de la diminution des constantes de temps (subtransitoires) de la machine en présence des amortisseurs.

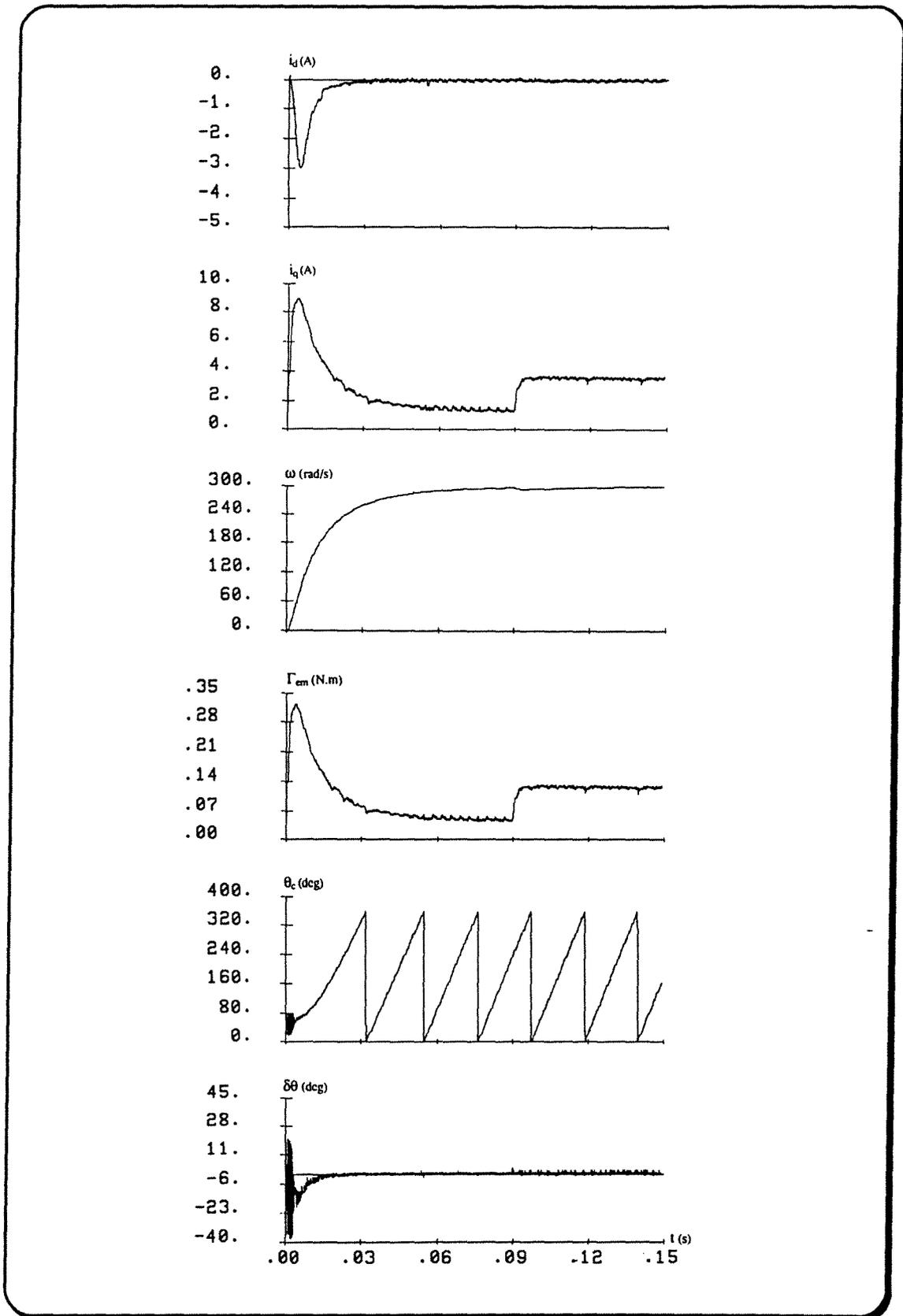


Figure IV-7) Résultats obtenus en supposant que  $\theta_0$  est connu approximativement

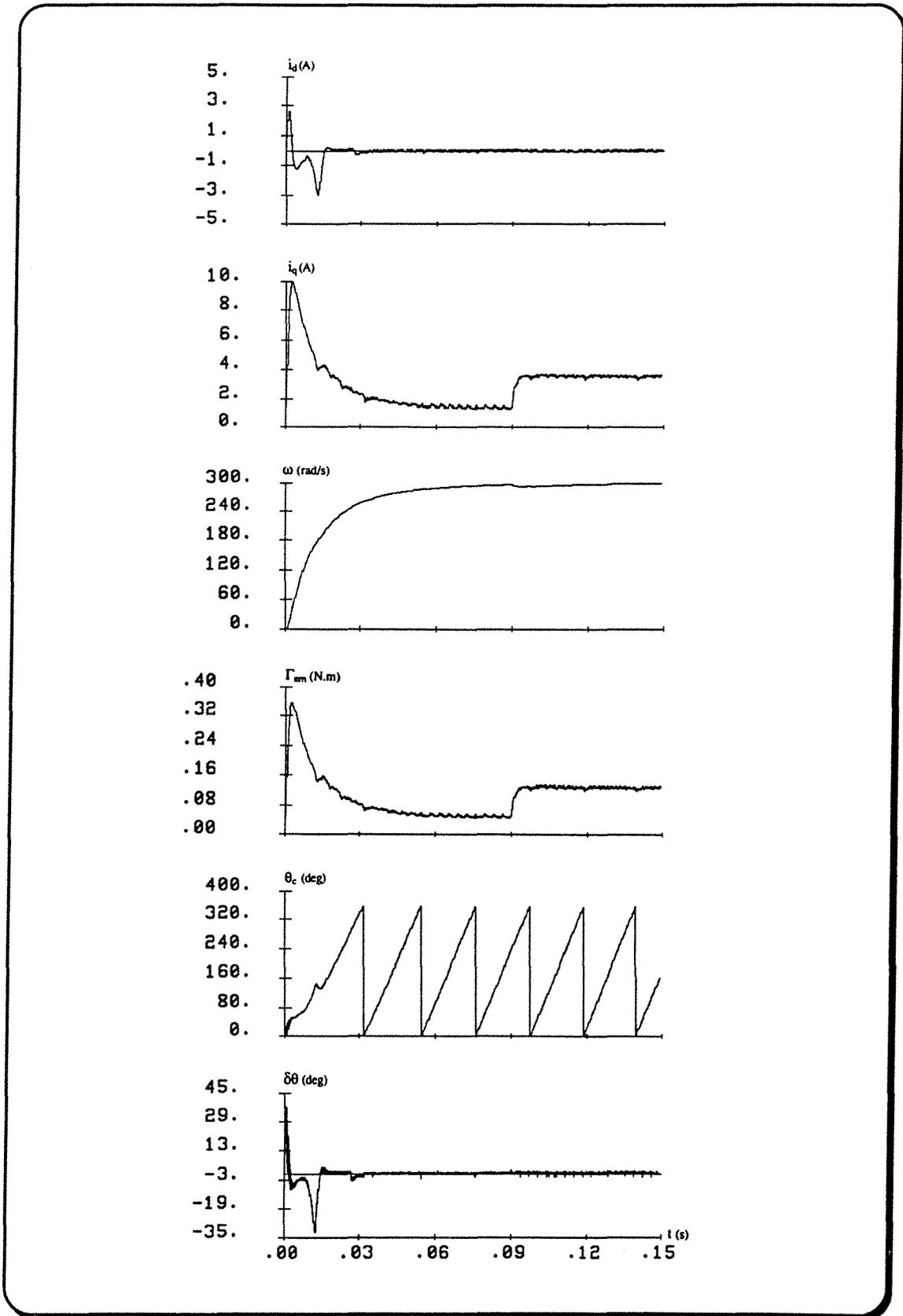


Figure IV-8) Résultats obtenus en supposant que  $\theta_0$  est inconnu

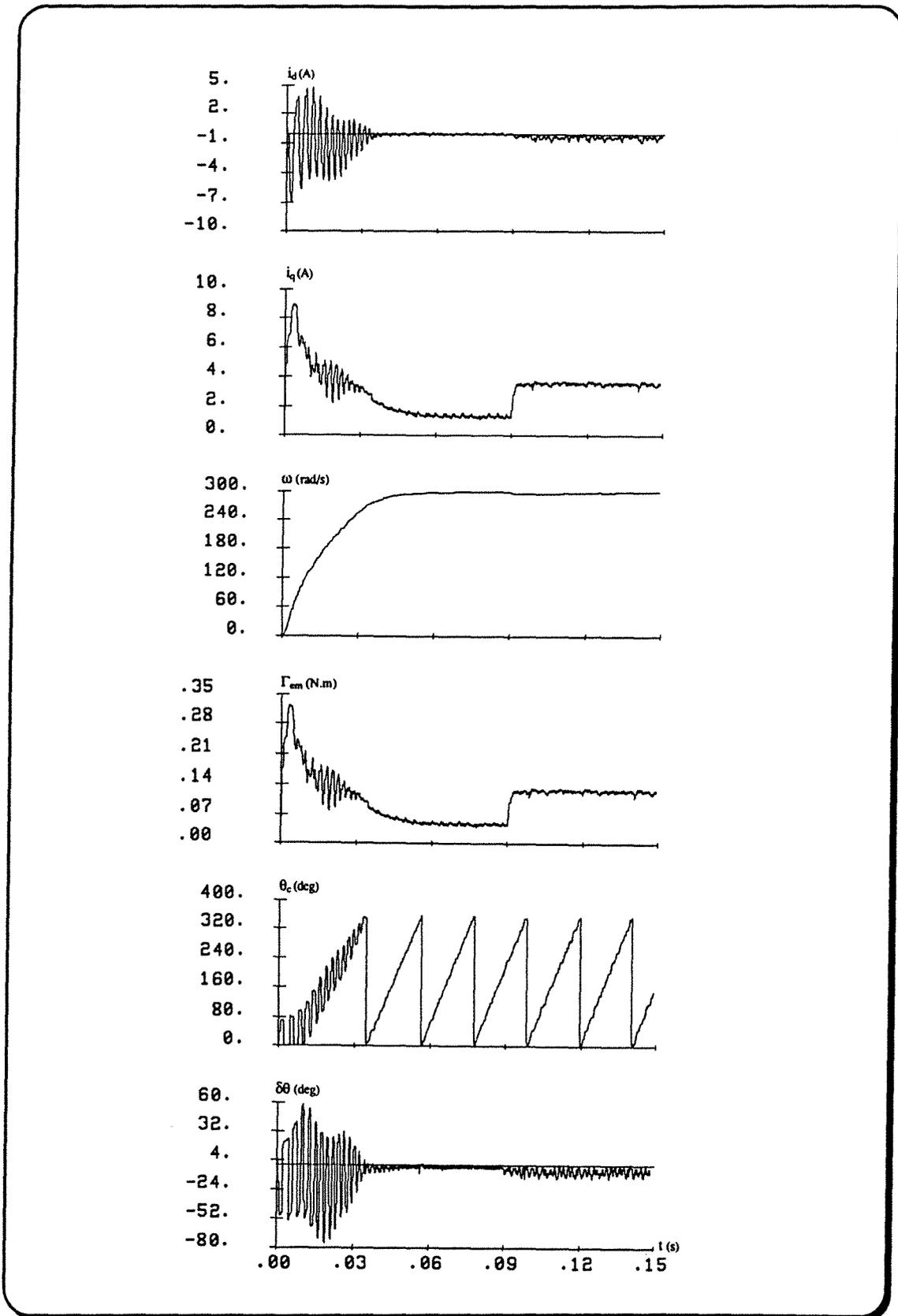


Figure IV-9) Résultats obtenus pour  $R'_s = R_s$  et  $L'_{d,q} = 0.5 L_{d,q}$

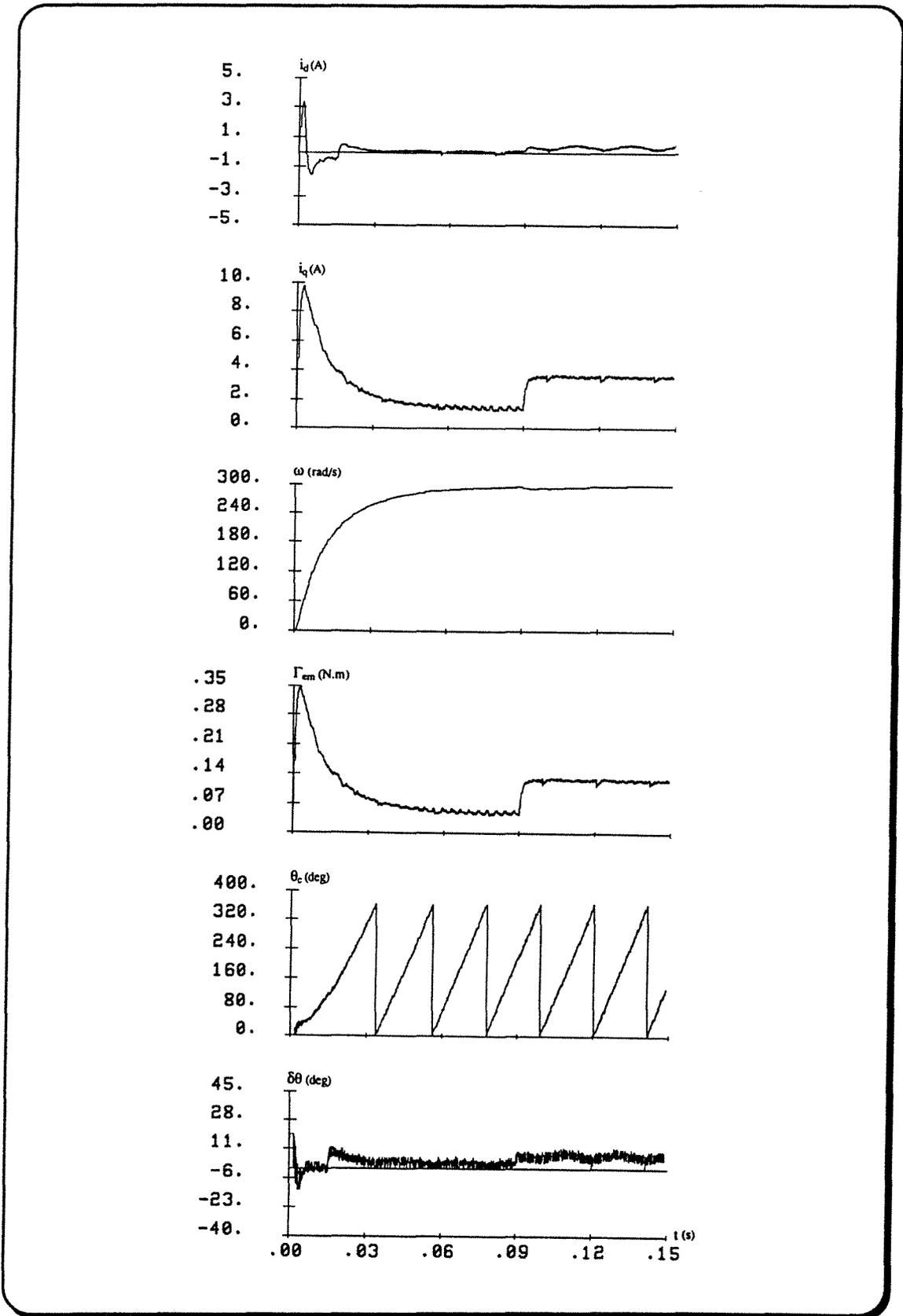


Figure IV-10) Résultats obtenus pour  $R'_s = R_s$  et  $L'_{d,q} = 1.5 L_{d,q}$

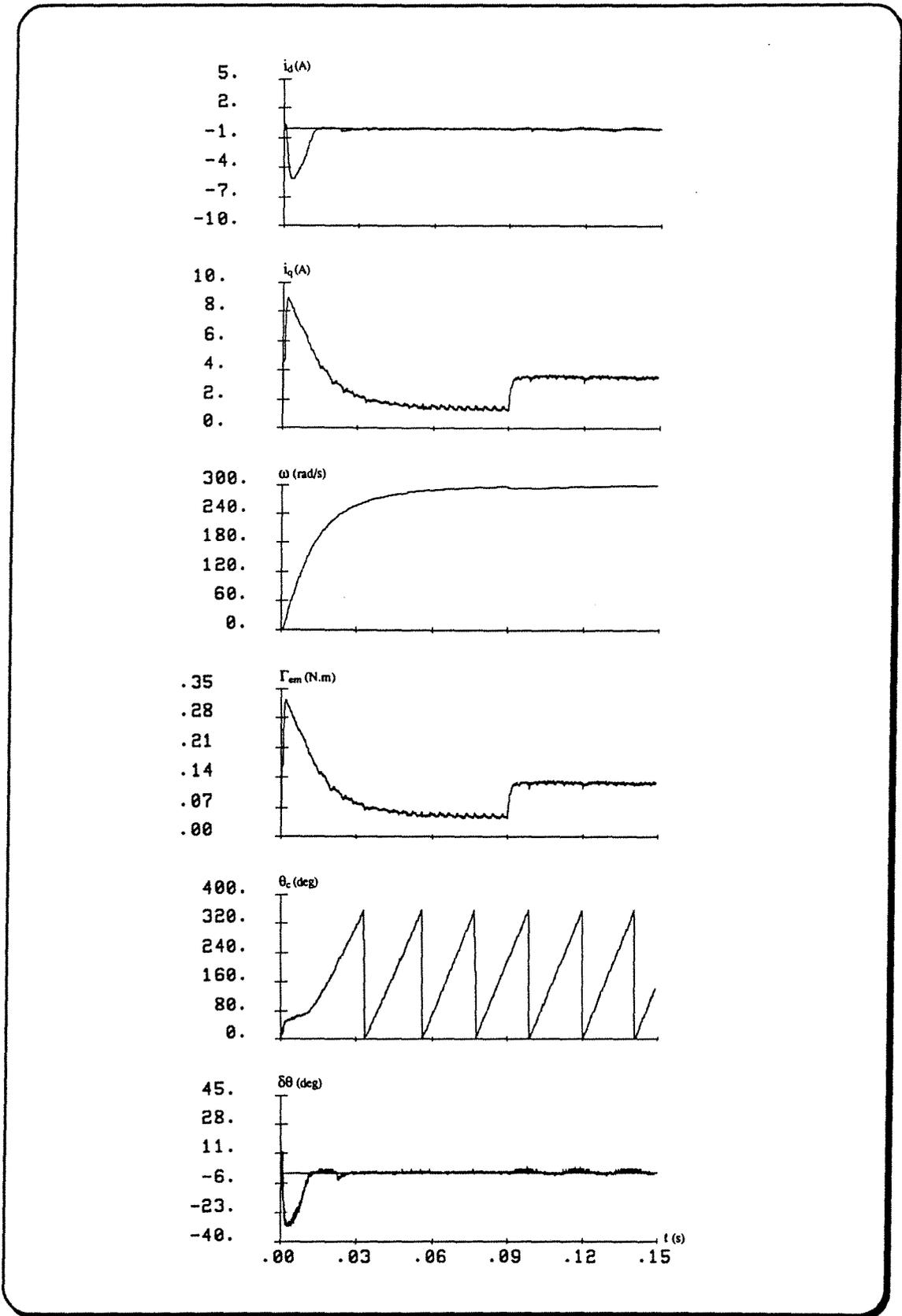


Figure IV-11) Résultats obtenus pour  $R'_s = 0.75 R_s$  et  $L'_{d,q} = L_{d,q}$

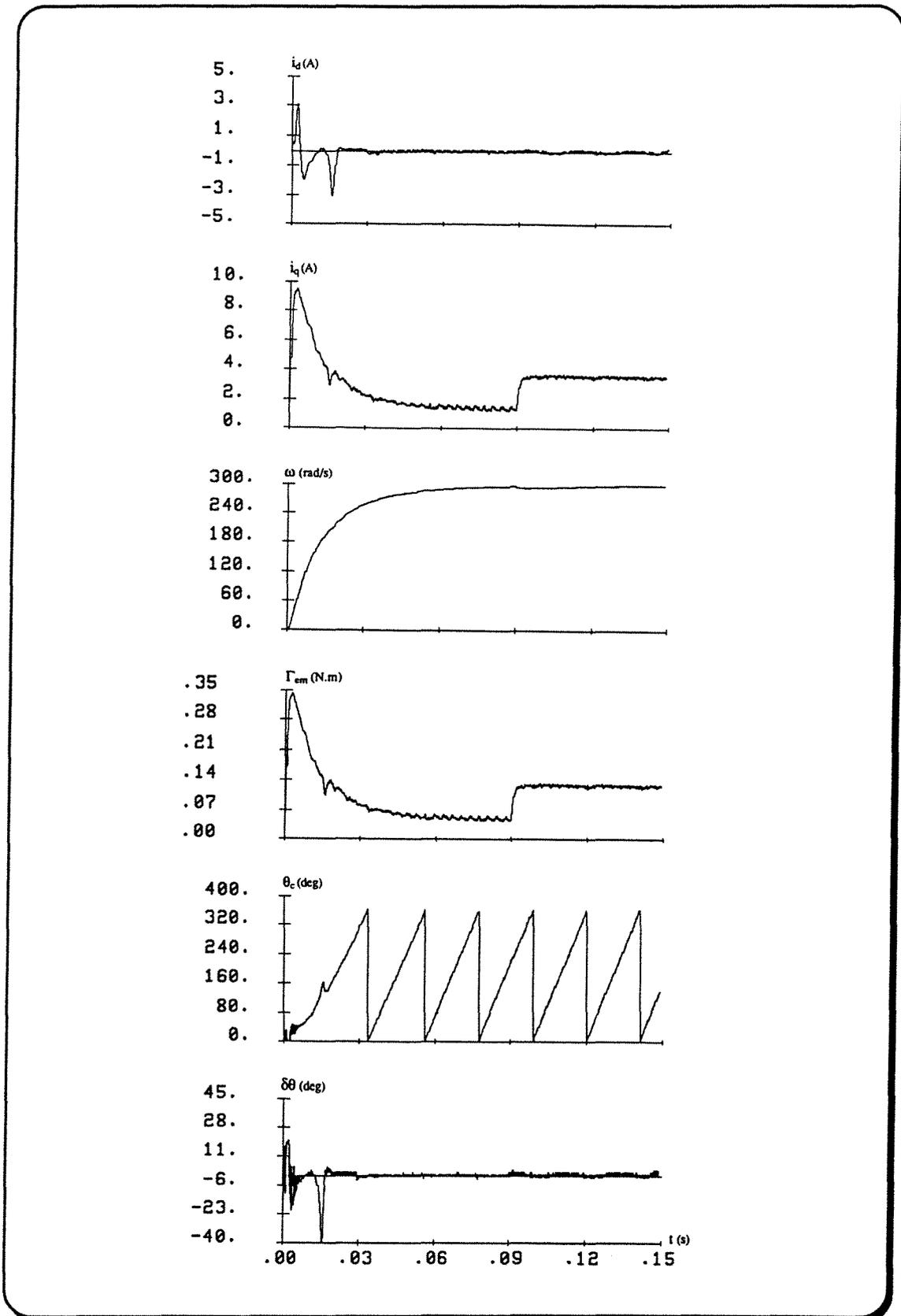


Figure IV-12) Résultats obtenus pour  $R'_s = 1.25 R_s$  et  $L'_{d,q} = L_{d,q}$

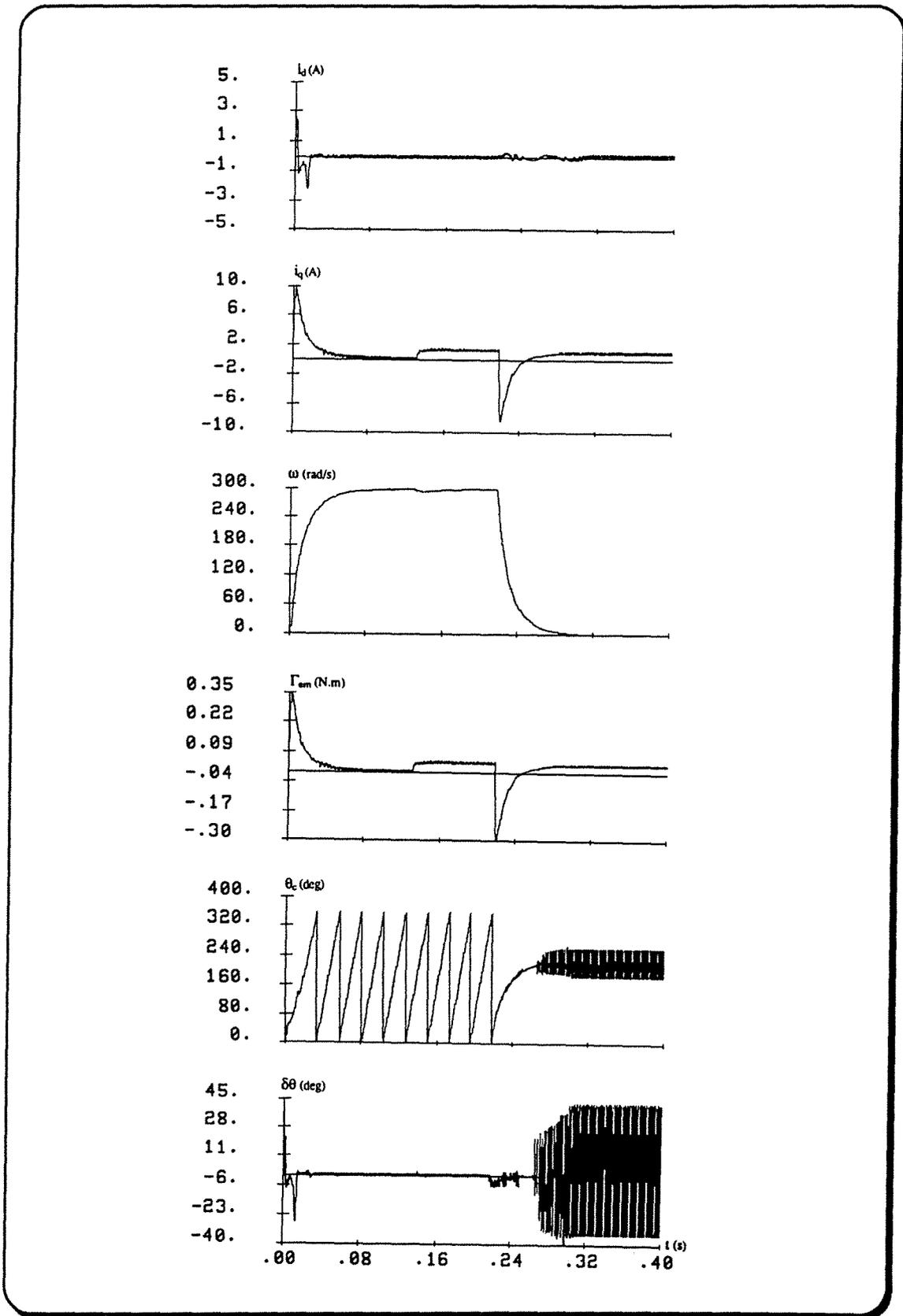


Figure IV-13) Influence de la vitesse sur la commande sans capteur mécanique

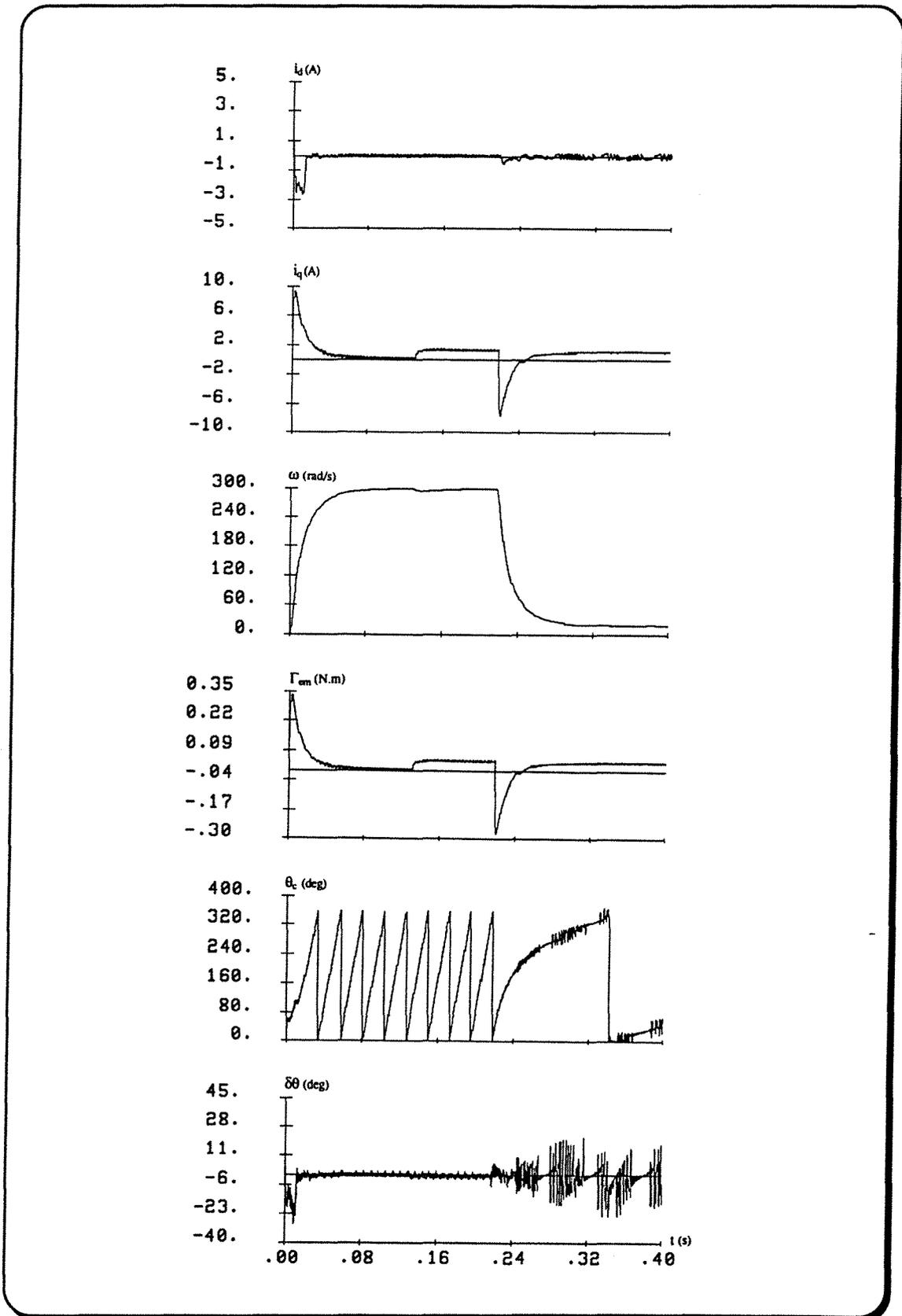


Figure IV-14) Influence de la vitesse en supposant  $R'_s = 0.8 R_s$  et  $L'_{d,q} = 0.8 L_{d,q}$

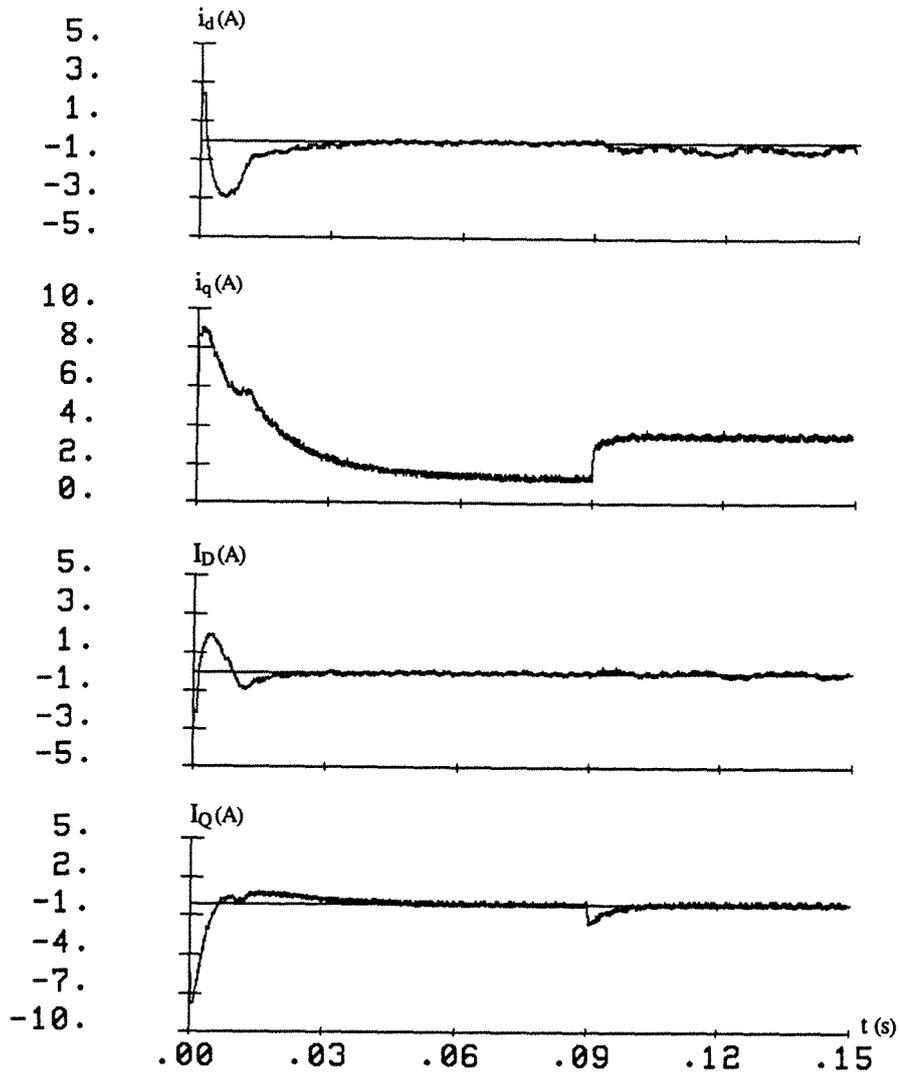


Figure IV-15a, b, c et d) Influence des amortisseurs sur la commande en supposant  $R'_s = 0.8 R_s$  et  $L'_{d,q} = 0.8 L_{d,q}$

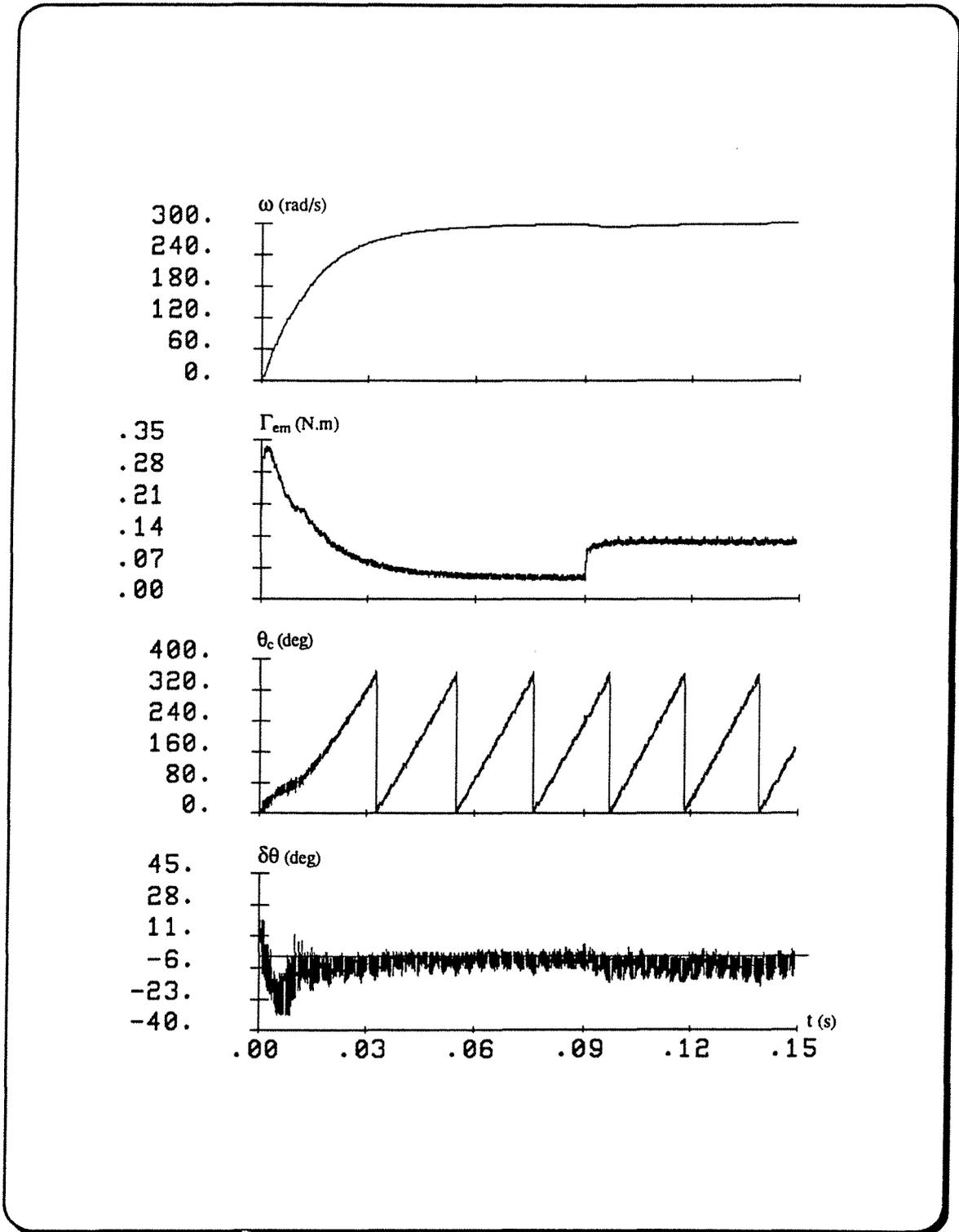


Figure IV-15e, f, g et h) Influence des amortisseurs sur la commande en supposant  $R'_s = 0.8 R_s$  et  $L'_{d,q} = 0.8 L_{d,q}$

## Conclusion

Dans ce chapitre nous avons proposé un algorithme simple pour estimer la position du rotor à partir des grandeurs électriques externes de la machine (courants et tensions). Pour rendre l'estimation de la position indépendante de sa valeur initiale et diminuer l'influence de l'identification erronée des paramètres de la machine, nous avons ajouté un bloc de correction de la position estimée. Cette correction est basée sur le fait que, dans les machines synchrones à répartition sinusoïdale des conducteurs statoriques, la composante directe de la force électromotrice est nulle.

La méthode proposée est d'autant plus efficace que la vitesse est plus grande. Par contre, la correction de l'erreur n'est pas assurée à l'arrêt. Par conséquent, cette méthode ne peut pas être utilisée pour le positionnement.

L'étude de la sensibilité de la commande proposée vis à vis des variations des paramètres de la machine par simulation numérique montre bien la robustesse de la commande proposée, même pour des vitesses très faibles.





## CONCLUSION



## Conclusion

Le travail présenté dans ce mémoire est une contribution à la commande vectorielle des machines synchrones à stator lisse et à aimants permanents. Deux catégories de ce type de machines, l'une à répartition sinusoïdale des conducteurs statoriques, dite "classique", et l'autre à répartition non sinusoïdale des conducteurs mais à rotor lisse, ont été étudiées et des solutions originales pour améliorer les performances de leurs commandes ont été proposées.

Après avoir présenté différents types de machines synchrones à aimants permanents ainsi que différentes possibilités d'alimenter celles-ci à l'aide d'un onduleur triphasé, nous avons établi les équations générales de la machine synchrone à stator lisse dans différents référentiels.

Dans le deuxième chapitre, nous nous sommes intéressés aux machines classiques (à distribution sinusoïdale) et nous avons présenté différentes stratégies de contrôle du couple dont l'une, actuellement développée au sein du Laboratoire GREEN, utilise un algorithme de découplage des contrôles des courants direct et en quadrature. La synthèse des régulateurs des courants dépend des constantes de temps de la machine, qui sont plus ou moins bien identifiées et peuvent évoluer avec le point de fonctionnement. Nous basant sur la comparaison entre les courants réels et estimés, à partir des sorties des régulateurs des courants, nous avons proposé une méthode d'identification "en ligne" des constantes de temps électriques de la machine. Les résultats de la simulation numérique montrent que la méthode proposée corrige rapidement l'erreur sur la valeur des constantes de temps et peut détecter et suivre, le cas échéant, l'évolution des paramètres de la machine en cours de fonctionnement.

Dans le troisième chapitre, l'étude des machines synchrones à rotor lisse à répartition non sinusoïdale des conducteurs statoriques a mis en évidence que les harmoniques des f.e.m. induites par les aimants rotoriques engendrent une ondulation du couple si les courants sont sinusoïdaux. Nous avons montré qu'afin d'avoir le couple le plus élevé possible, à courant donné, il suffit d'annuler le produit vectoriel des courants

---

---

et des f.e.m.:  $e_{\beta}i_{\alpha} - e_{\alpha}i_{\beta} = 0$ . En effet on maximise ainsi le produit scalaire de ces vecteurs, c'est à dire la puissance active interne:  $e_{\alpha}i_{\alpha} + e_{\beta}i_{\beta} = \Gamma\Omega$ .

Pour les machines à rotor lisse à répartition non sinusoïdale de conducteurs, utilisant le même principe, nous avons montré que pour un couple demandé, il est possible d'annuler ses ondulations en imposant des courants dont les valeurs instantanées sont calculables en fonction de la position du rotor. Les résultats obtenus dans ce chapitre ont mis en évidence qu'en imposant les courants de Park  $i_d, i_q$ , on obtient un couple moyen constant sur une gamme de vitesse plus étendue que par la commande des courants diphasés  $i_{\alpha}, i_{\beta}$ .

Nous avons également proposé une méthode plus simple, à courant direct nul, le courant en quadrature étant calculé en fonction de la position du rotor de manière à annuler les ondulations du couple. Dans ce cas, les courants de phase sont moins riches en harmoniques de rangs élevés, et on obtient un couple constant sur une gamme de vitesse encore plus étendue, que par la méthode précédente.

Dans le dernier chapitre, nous avons proposé, pour des machines à répartition sinusoïdale des conducteurs, une méthode simple d'estimation de la position du rotor, à partir des grandeurs externes (courants et tensions). Le fait que la composante directe de la f.e.m. est nulle a été utilisé pour corriger de façon simple la position estimée du rotor. Celle-ci est déterminée sans qu'il soit nécessaire de connaître sa position initiale. L'étude par simulation numérique de la sensibilité de la commande proposée vis-à-vis des variations des paramètres de la machine montre la robustesse de cette commande. La mesure de position donnée par cet estimateur assure un bon autopilotage de la machine même à des vitesses très basses.

Une suite logique de ce travail serait la réalisation pratique des commandes qui servirait à valider les résultats de simulation. La méthode simple proposée pour annuler les ondulations de couple des machines synchrones à distribution non sinusoïdale des conducteurs pourrait être étendue au cas des machines à stator saillant et rotor lisse. Il serait intéressant de réaliser une commande vectorielle de la machine synchrone à répartition non sinusoïdale sans capteur mécanique.





**ANNEXE**



## Annexe

### LES PARAMÈTRES DE LA MACHINE ÉTUDIÉE

La machine étudiée est une machine synchrone à aimants permanents à rotor lisse à f.e.m. à vide sinusoïdale. Ses paramètres sont:

La résistance statorique (par phase)  $R_s = 0.8 \ \Omega$

L'inductance direct et en quadrature  $L_d = L_q = 2.5 \text{ mH}$

Le flux des aimants à travers des enroulements statoriques  $\psi_f = 36 \text{ mV/rad/s}$

Le moment d'inertie  $J = 15 \times 10^{-6} \text{ kg.m}^2$

Le coefficient de frottement visqueux  $f = 2 \times 10^{-5} \text{ N/rad/s}$

Le nombre de paires de pôles  $p = 1$







BIBLIOGRAPHIES



- [1] **M. LAJOIE-MAZENC, C. VILLANUEVA, J. HECTOR**  
"Study and implementation of hysteresis controlled inverter on a permanent magnet synchronous machine"  
IEEE Transaction on industry applications, vol 21, n°2, 1985, pp. 408-413
- [2] **G. SEGUIER**  
"La modulation de largeur d'impulsions dans les onduleurs de tension"  
S.E.E Groupe Nord, club 13, 28 novembre 1990
- [3] **S.R. BOWES, M.I. MECH**  
"New sinusoidal pulse width modulated inverter"  
IEE proceedings part B, vol 122, n° 11, 1975, pp. 1279-1285
- [4] **W. LEONHARD**  
"Control of electrical drives"  
Springer Verlag, 1985
- [5] **P. PILLAY, R. KRISHNAN**  
"Application characteristics of permanent magnet synchronous and brushless dc motors for servo drives"  
IEEE - IAS annual meeting, 1987, pp. 380-389
- [6] **R. LE DOEUFF, E.J. GUDEFIN**  
"Modeling in view of digital simulation of three phased machine associated to static converters"  
IMACS TC1, Liège Belgium, 17-18 may 1984
- [7] **J.P. LOUIS, B. LE PIOUFLE**  
"Représentation fonctionnelle des machines à courant alternatif et de leur alimentation pour leur commande en vitesse variable"  
Journées S.E.E. Valence, France, novembre 1989
- [8] **P. BRISSONNEAU**  
"Les aimants à base de terres rares: très performants mais coûteux"  
R.G.E, n°3, mars 1987
- [9] **F.M. SARGOS**  
"Cours d'électrotechnique à l'ENSEM" Nancy
-

- [10] **B.K. BOSE**  
"Power electronics and AC drives"  
Prentice - Hill, 1986
- [11] **P. PILLAY, R. KRISHNAN**  
"Modeling, simulation and analysis of permanent magnet motor drives, part I: the permanent magnet synchronous motor drive"  
IEEE Transaction on industry applications, vol 25, n°2, 1989, pp. 265-273
- [12] **P. PILLAY, R. KRISHNAN**  
"Modeling, simulation and analysis of permanent magnet motor drives, part II: the brushless dc motor drive"  
IEEE Transaction on industry applications, vol 25, n°2, 1989, pp. 274-279
- [13] **P.C. KRAUSE**  
"Analysis of electric machinery"  
MacGraw - Hill Book company, 1986
- [14] **T.M. JAHNS, G.B. KLIMAN, T.W. NEUMANN**  
"Interior permanent-magnet synchronous motors for adjustable-speed drives"  
IEEE Transaction on industry applications, vol 22, n°4, 1986, pp. 738-747
- [15] **M. LAJOIE-MAZENC, S. LEICHTER, S. ASTIER**  
"Machines à commutation électronique excitées par aimants magnétiquement rigides"  
Journées parisiennes de la S.E.E, 3-5 decembre 1980
- [16] **S. AFSHARNIA, F. MEIBODY-TABAR, F.M. SARGOS**  
"A robust estimator of the rotor position in field oriented controlled synchronous machines supplied by PWM-VSI"  
ICEM'94, Paris, septembre 1994, vol 2, pp. 545-548
- [17] **S. YAMAMURA**  
"Ac motors for high performance applications"  
Marcel Fekker, INC., New York and Basel
- [18] **S.R. BOWES, M.I. MEICH, R.R. CLEMENTS**  
"Computer aided design of P.W.M. inverter systems"  
IEE Proceeding part B, vol 129, n°1, 1982
-

- [19] **B.K. BOSE**  
"A high-performance inverter-fed drive system of an interior permanent magnet synchronous machine"  
IEEE Transaction on industry applications, vol 24, n°6, 1988, pp. 987-997
- [20] **M. LAJOIE-MAZENC, P. VIAROUGE**  
"Alimentation des machines synchrones"  
Techniques de l'ingénieur, D3630
- [21] **J. LESENNE, F. NOTELET, G. SEGUIER**  
"Introduction à l'Electrotechnique approfondie"  
Technique et Documentation, Paris 1981
- [22] **M. CHERKAOUI**  
"Contribution à la modélisation, à l'étude et à la commande des machines alternatives: application à une machine asynchrone à double alimentation"  
Thèse de Docteur ès sciences, ENSEM INPL 1990
- [23] **P. BRISSONNEAU, L. BRUGEL, A. KIENER, J.P. YONNET**  
"Nouvelles structures de moteurs à aimants permanents"  
R.G.E, octobre 1984, pp. 632-641
- [24] **J.P. POUILLANGE**  
"Moteurs cylindriques à aimants permanents: de bonnes performances aux moyennes et grandes vitesses"  
R.G.E, mars 1987, pp. 62-64
- [25] **P. ZIMMERMANN**  
"Electronically commutated D.C. feed drives for machines tools"  
Proceeding of Motocorn Conference, Geneva, septembre 1982, pp. 69-76
- [26] **R. LE DOEUFF**  
"A mathematical model for static converters allowing digital simulation of associate machines transients"  
IEEE Transaction on IECI, vol 24, n°1, 1977, pp. 35-38
-

- [27] **P. NONNON**  
"Contribution à l'étude d'un redresseur à MLI à perturbations minimales du reseau"  
Thèse de Doctorat de l'INPL, Nancy 1991
- [28] **N. BOULES**  
"Design optimization of permanent magnet DC motors"  
IEEE Transaction on industry applications, vol 23, n°1, 1987, pp. 27-34
- [29] **T. REKIOUA, F. MEIBODY-TABAR, F.M. SARGOS, R. LE DOEUFF**  
"Modelling and digital simulation of two current control methods for a permanent magnet synchronous motor supplied by a PWM - VSI"  
E.P.E. Firenze, Italy, septembre 1991
- [30] **A. TOUNZI, F. MEIBODY-TABAR, F.M. SARGOS**  
"Commande vectorielle d'une machine à reluctance variable à stator lisse alimentée par un onduleur à MLI"  
7ème colloque international sur les moteurs pas à pas, Nancy, juillet 1992, pp. 78-86
- [31] **B. ROBYNS, F. LABRIQUE, H. BUYSE**  
"Commande vectorielle simplifiée d'actionneurs synchrones à aimants permanents"  
7ème colloque international sur les moteurs pas à pas, Nancy, juillet 1992, pp. 52-61
- [32] **M.Y. TACHAFINE**  
"Contribution à la modélisation et à l'étude des machines triphasées associées à des convertisseurs statiques"  
Thèse de Docteur ès sciences, ENSEM INPL 1986
- [33] **R. LE DOEUFF**  
"Contribution à la modélisation et à la simulation d'ensembles convertisseurs statiques-machines tournantes"  
Thèse de Docteur ès sciences, ENSEM INPL 1981
- [34] **R. SPEE, A.K. WALLACE**  
"Performance characteristics of brushless DC drives"  
IEEE Transaction on industry applications, vol 24, n°4, 1988, pp. 568-573
-

- [35] **A. TAIBI, D. CHAMAGNE, J.M. KAUFFMANN**  
"Optimisation de l'ouverture des aimants d'un moteur sans balais en fonction de l'alimentation"  
7ème colloque international sur les moteurs pas à pas, Nancy, 1992, pp. 195-203
- [36] **G. GUILLOUARD**  
"Etude par simulation numérique d'une machine synchrone autopilotée"  
Thèse de Docteur-Ingénieur, ENSEM INPL 1980
- [37] **B. LE PIOUFLE, G. GEORGIU, J.P. LOUIS, C. BERGMANN**  
"Application of a decoupling controller and non-linear methods for the control of self controlled synchronous motors"  
IMACS TC1, Nancy France, septembre 1990, pp. 527-532
- [38] **G. CAMPION, J.A. DENTE**  
"Application of feedback linearization to the speed regulation of a permanent magnet synchronous motor"  
IMACS TC1, Nancy France, septembre 1990, pp. 307-312
- [39] **T. REKIOUA, F. MEIBODY-TABAR, R. LE DOEUFF**  
"A new approach for the field-oriented control of a brushless synchronous permanent magnet machine"  
IEE 4th international conference on power electronics and variable speed drives, London, july 1990, pp. 46-50
- [40] **M.F. BENKHORIS, R. LE DOEUFF, S. SAADATE**  
"Modelling and simulation of a synchronous motor supplied by a GTO voltage inverter"  
IEE, 4th international conference on power electronics and variable speed drives, London, july 1990, pp. 190-195
- [41] **A. TOUNZI, F. MEIBODY-TABAR, A. RABIH, F.M. SARGOS**  
"Modelling and digital simulation of the field oriented control of a reluctance machine supplied by a PWM - VSI"  
ICEM 92, Manchester, september 1992, pp. 677-681
-

- [42] **T.M. JAHNS**  
"Torque production in permanent-magnet synchronous motor drives with rectangular current excitation"  
IEEE Transaction on industry applications, vol 20, n°4, 1984, pp. 803-813
- [43] **T.S. LOW, T.H. LEE, K.J. TSENG, K.S. LOCK**  
"Servo performance of a BLDC drive with instantaneous torque control"  
IEEE Transaction on industry applications, vol 28, n°2, 1992, pp. 455-461
- [44] **E. FAVRE, L. CARDOLETTI, M. JUFER**  
"Permanent magnet synchronous motors: a comprehensive approach to cogging torque suppression"  
IEEE Transaction on industry applications, vol 29, n°6, 1993, pp. 1141-1149
- [45] **H. LE-HUY, R. PERRET, R. FEUILLET**  
"Minimisation of torque ripple in brushless DC motor drives"  
IEEE Transaction on industry applications, vol 22, n°4, 1986, pp. 748-755
- [46] **H. BOUZEKRI, F. MEIBODY-TABAR, E.J. GUDEFIN, B. DAVAT**  
"Torque ripple minimisation in non-salient PMSM supplied by HCC-VSI"  
ICEM 94, Paris, septembre 1994, vol 3, pp. 577-582
- [47] **E. FAVRE, L. CARDOLETTI, E. VON SIEBENTHAL, M. JUFER**  
"Speed control of a constant torque brushless motor"  
ICEM 92, Manchester, 1992, vol 2, pp. 828-832
- [48] **O. HANSELMAN, J.Y. HUNG, Jr.M. KESHURA**  
"Torque ripple analysis in brushless permanent magnet motor drives"  
ICEM 92, Manchester, 1992, vol 2, pp. 823-827
- [49] **A. MIRAOU, A. BERTHON, J.M. KAUFFMANN**  
"Torque ripple minimisation of a salient pole brushless motor with auxiliary magnets"  
ICEM'94, Paris, septembre 1994, vol 3, pp. 569-573
- [50] **T. ISHIKAWA, G.R. SLEMON**  
"A method of reducing ripple torque in permanent magnet motors without skewing"  
IEEE Transactions on magnetics, vol. 29, n° 2, 1993, pp. 2028-2031
-

[51] **M. LAJOIE-MAZENC, R. CARLSON, J.C. FAGUNDES, B. NOGAREDE**

"Analysis of brushless machine with rotor magnets widening and shifting"  
6th conferenc on power electronics and motion control, Budapest, Hungary, 1990,  
vol. 3,pp. 696-700

[52] **D. GRENIER, J.P. LOUIS**

"Use of an extension of the Park's transformation to determine control laws applied  
to a non-sinusoidal permanent magnet synchronous motor"  
EPE Brighton, 1993, pp. 32-37

[53] **S. CLENET, Y. LEFEVRE, N. SADOWSKI, S. ASTIER, M. LAJOIE-MAZENC**

"Compensation of permanent magnet motors torque ripple by means of current  
supply waveshapes control determined by finite element method"  
IEEE Transactions on magnetics, vol. 29, n° 2, 1993, pp. 2019-2023

[54] **H.R. BOLTON, R.A. ASHEN**

"Influence of motor design and feed-current waveform on torque ripple in brushless  
DC drives"  
IEE Proceeding part B, may 1984, vol 131, n°3, pp. 82-90

[55] **R. LAGERQUIST, I. BOLDEA, T.J.E. MILLER**

"Sensorless control of the synchronous reluctance motor"  
IEEE - IAS Annual meeting, 1993, pp. 427-436

[56] **R. WU, G.R. SLEMON**

"A permanent magnet motor drive without a shaft sensor"  
IEEE Transaction on industry applications, vol 27, n°5, 1991

[57] **A. CONSOLI, S. MUSUMECI, A. RACITI, A. TESTA**

"Sensorless vector and speed control of brushless motor drives"  
IEEE Transaction on industrial electronics, vol 41, n°1, 1994, pp. 91-95

[58] **A.B. KULKARNI, M. EHSANI**

"A novel position sensor elimination technique for the interior permanent-magnet  
synchronous motor drive"  
IEEE Transaction on industry applications, vol 28, n°1, 1992, pp. 144-150

---

- [59] **N. MATSUI, M. SHIGYO**  
"Brushless dc motor control without position and speed sensors"  
IEEE Transaction on industry applications, vol 28, n°1, 1992, pp. 120-127
- [60] **M. SCHROEDL**  
"Control of a permanent magnet synchronous machine using a new position estimator"  
ICEM 90, Boston, august 1990, pp. 1218-1224
- [61] **K. SATTLER, K. STARKER**  
"Estimation of speed and pole position of an inverter fed permanent excited synchronous machine"  
EPE Aachen, 1989, pp. 1207-1211
- [62] **R. DHAOUADI, N. MOHAN, L. NORUM**  
"Design and implementation of an extended Kalman filter for the state estimation of a permanent magnet synchronous motor"  
IEEE Transactions on power electronics, vol. 6, n° 3, 1991, pp. 491-497
- [63] **N. ERTUGRUL, P. ACARNLEY**  
"A new algorithm for sensorless operation of permanent magnet motors"  
IEEE Transaction on industry applications, vol 30, n°1, 1994, pp. 126-133
- [64] **K.J. BINNS, K.M. AL-AUBIDY, D.W. SHIMMIN**  
"Implicit rotor position sensing using search coils for a self-commutating permanent magnet drive system"  
IEE Proceedings part B, vol. 137, n° 4, 1990, pp. 253-258
- [65] **T.S. LOW, T.H. LEE, K.T. CHANG**  
"A nonlinear speed observer for permanent magnet synchronous motors"  
IEEE Transactions on industrial electronics, vol. 40, n° 3, 1993, pp. 307-316
- [66] **A. REZZOUG, F.M. SARGOS, A. YOUMSSI**  
"Analytical study of permanent magnet cylindrical synchronous machines"  
International conference on the evolution and moderne aspects of synchronous machines (SM'100), Zurich, 1991, pp. 500-505
-

[67] L.A. JONES, J.H. LANG

"A state observer for the permanent magnet synchronous motor"  
IEEE Transaction on industrial electronics, vol 36, n°3, 1989

[68] H. BUYSE, TH. CANON, J.PH. CONARD, F. LABRIQUE, P. SENTE

"Digital field oriented control of a PM synchronous actuator without current sensors"  
EPE Aachen, octobre 1989, pp. 1067-1072

[69] A. FAIDALLAH

"Contribution à l'identification et à la commande vectorielle des machines asynchrones"  
Thèse de Doctorat de l'INPL, Nancy 1995

[70] S. MORIMOTO, K. HATANAKA, Y. TONG, Y. TAKEDA, T. HIRASA

"Servo drive system and control characteristic of salient pole permanent magnet synchronous motor"  
IEEE Transaction on industry applications, vol 29, n°2, 1993, pp. 338-343



**AUTORISATION DE SOUTENANCE DE THESE  
DU DOCTORAT DE L'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE  
DE LORRAINE**

o o o

Service Commun de la Documentation  
INPL  
Nancy-Brabois

VU LES RAPPORTS ETABLIS PAR :

**Monsieur LABRIQUE Francis, Professeur, Université Catholique de  
Louvain-la-Neuve,  
Monsieur KAUFFMANN Jean-Marie, Professeur, I.G.E., Belfort.**

Le Président de l'Institut National Polytechnique de Lorraine, autorise :

**Monsieur AFSHARNIA Saeed**

à soutenir devant l'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE LORRAINE,  
une thèse intitulée :

**"Contrôle vectoriel des machines synchrones à aimants permanents :  
identification des paramètres et minimisation ds ondulations de  
couple"**

en vue de l'obtention du titre de :

**DOCTEUR DE L'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE  
LORRAINE**

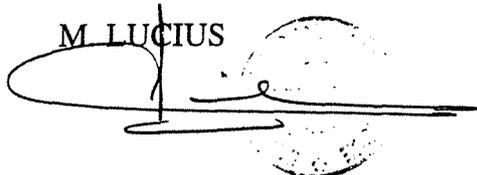
Spécialité : **"GENIE ELECTRIQUE"**

NANCY BRABOIS  
2, AVENUE DE LA  
FORET-DE-HAYE  
BOITE POSTALE 3  
F - 5 4 5 0 1  
VANDŒUVRE CEDEX

Fait à Vandoeuvre le, **13 Avril 1995**

Le Président de l'I.N.P.L.,

M. LUCIUS





## **Résumé**

Le présent travail apporte des solutions aux problèmes que pose le contrôle du couple des machines synchrones à aimants permanents alimentées par un onduleur triphasé.

La première contribution concerne l'identification "en ligne" des constantes de temps électriques des machines synchrones à répartition sinusoïdale des conducteurs: celle-ci améliore l'efficacité de l'algorithme de découplage du contrôle des courants direct et en quadrature et permet d'imposer des courants optimaux même en régime transitoire.

La seconde partie traite des machines synchrones à rotor lisse et à répartition non sinusoïdale des conducteurs, dans lesquelles on annule les ondulations du couple par une modulation appropriée des courants. Une méthode simple et efficace consiste à annuler le courant direct et à imposer un courant en quadrature inversement proportionnel à la f.e.m. correspondante.

Enfin une troisième partie est consacrée à l'autopilotage des machines synchrones à aimants sans capteur de position mécanique. Cet autopilotage est effectué simplement à partir des grandeurs externes de la machine en utilisant le fait que la composante directe de la f.e.m. induite est nulle.

## **Abstract**

In this thesis, the vector control of permanent magnet synchronous machines supplied by a triphase inverter is discussed.

For classical synchronous machines with a sinusoidal distribution of the stator conductors, a simple and efficient "on line" method to identify the electrical time constants is proposed. This method improves the efficiency of the used decoupling algorithm and allows to impose optimal currents even in transient running.

In the machines with a smooth rotor, and a non sinusoidal distribution of the stator conductors, several approaches to cancel the torque ripples are proposed. A simple and efficient method consists in forcing the direct current to zero and making the quadrature current inversely proportional to the corresponding e.m.f.

In order to suppress the mechanical position sensor, a simple position estimator using the currents and voltages is proposed. An original method based on the fact that the back e.m.f. generated by the rotor magnets has a zero direct component, allows to cancel the error on the estimation of the rotor position and to control the machine currents even at low speeds.