

République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

M0021/04A



Ecole Nationale Polytechnique



Laboratoire de Commande des Processus

THESE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

Pour l'obtention du diplôme de
MAGISTER EN ELECTROTECHNIQUE
Option : Electronique de Puissance et Commande

Présentée par :

Belgacem Said KHALDI

Ingénieur d'état en Electrotechnique de l'USTHB

Thème

**MINIMISATION DES PERTES ET COMMANDE OPTIMALE
DE LA MACHINE ASYNCHRONE A FLUX ORIENTE**

Soutenue publiquement le 04 Juillet 2004 devant le jury composé de :

F. BOUDJEMA	Professeur, ENP	Président
D. BOUKHETALA	Maître de Conférences, ENP	Rapporteur
S. GROUNI	Chargé de Cours, Université de Boumerdes	Rapporteur
M. S. BOUCHERIT	Professeur, ENP	Examineur
V. TOURTCHINE	Maître de Conférences, Université de Boumerdes	Examineur
L. NEZLI	Chargé de Cours, ENP	Examineur

Remerciements

Ce travail a été effectué sous la direction de Monsieur **D. Boukhetala**, Maître de Conférences à l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger. Qu'il me soit permis de lui exprimer mes meilleurs sentiments de gratitude et mes sincères remerciements pour son aide et ses précieux conseils qu'il m'a apporté lors de l'élaboration de ce travail.

Je tiens à remercier M^r **S. Grouni**, chargé de cours à l'université de Boumerdes, sous-directeur de thèse, et lui exprimé ma grande gratitude pour son esprit critique, et ses inestimables conseils qu'il n'a cessé de me prodiguer jusqu'à achèvement de cette thèse.

J'adresse mes vifs remerciements à M^r **F. Boudjema**, professeur à l'ENP d'Alger, pour l'honneur qu'il me fait en acceptant de juger ce travail et de présider le jury d'examen.

Que M^r **M. S. Boucherit**, professeur à l'ENP d'Alger, M^r **V. Tourtchine**, Maître de Conférences à l'université de Boumerdes, M^r **L. Nezli**, chargé de cours à l'ENP d'Alger, soient remerciés pour l'honneur qu'ils me font en acceptant d'examiner mon travail et de faire partie du jury de soutenance.

Je suis reconnaissant envers M^r **R. Kennel** professeur et directeur du laboratoire EMAD à l'université de Wuppertal, Allemagne, de m'avoir accueilli lors de mon stage, où j'ai fait des essais expérimentaux. Mes remerciements vont également à tous les membres de l'équipe du Laboratoire pour leur soutien, et plus particulièrement M^r **Abdou El-refaei**, pour l'aide et pour ces remarques pertinentes pour mener à terme ces essais.

Que M^r **J. Holtz** emeritus à l'EMAD soit remercié pour l'accueille chaleureux qu'il nous a donné, malgré son temps précieux.

J'exprime également mes plus sincères remerciements au professeur M^r **Da Costa Branco**, de m'avoir fait confiance et m'accueillir au sein de son laboratoire de mécatronique à l'IST, Lisboa, Portugal, pour mon premier stage.

Enfin, mes chaleureux remerciements vont à **El-Hadj, Amar** et **Abdellah** ainsi qu'à tous ceux qui ont apportés leurs aides et leur soutien de près ou de loin pour la réalisation de ce travail.

SOMMAIRE

المدرسة الوطنية المتعددة التخصصات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

Notations

Introduction générale.....1

Chapitre I**Commande à Flux Orienté de la Machine Asynchrone**

I.1 Introduction	3
I.2 Représentation schématique du moteur asynchrone à cage	3
I.3 Modélisation de la machine asynchrone	5
I.4 Principe de la commande vectorielle	5
I.4.1 Commande par orientation du flux rotorique.	7
I.4.1.1 Commande à flux nominal	8
I.4.1.2 Bloc de défluxage	8
I.4.2 Commande vectorielle par la méthode indirecte	9
I.5 Association redresseur- filtre- Onduleur MLI.....	10
I.5.1 Réglage des courants triphasés par Hystérésis	11
I.5.2 Commande par modulation de largeur d'impulsion	11
I.6 Résultats de simulation	15
I.7 Conclusion.....	15

Chapitre II**Etude et Minimisation des Pertes de la Machine Asynchrone**

II.1 Introduction	16
II.2 Pertes et rendement dans la machine	16
II.2.1 Introduction	16
II.2.2 Puissance Totale	17
II.2.3 Le rendement	18
II.2.4 Les pertes	18
II.2.5 Expressions des Pertes	19
1. Les pertes par effet Joule	19
2. Les pertes ferromagnétiques.....	20
3. Les pertes mécaniques	22
II.2.6 Facteur de puissance	22
II.3 Minimisation des pertes dans la machine asynchrone	23
II.3.1 Introduction	23
Approche heuristique	23
Approche Analytique	23
II.3.2 Différentes Fonctions de coût pour minimisation des pertes	24
II.3.3 Minimisation des pertes à niveau de flux variable	27

II.3.3.1 Mécanisme de réduction du flux.....	27
II.3.3.2 Optimisation du flux pour une minimisation de pertes Joule, $\phi_r = f(C_{em})$..	29
II.3.3.2.1 Fonctionnement à niveau de flux variable	30
II.3.3.2.2 Résultats de simulation.....	33
II.3.3.2.3 Résultats expérimentaux	33
II.3.3.3 Optimisation du flux pour la minimisation de pertes totales, $\phi_r = f(C_{em})$..	37
II.3.3.3.1 Résultats de simulation	42
II.3.3.4 Optimisation du flux pour la minimisation de pertes totales $\phi_r = f(\omega_s, C_{em})$	43
II.3.3.4.1 Résultats de simulation	45
II.3.4 Minimisation des pertes suivant $i_{ds} = f(i_{qs})$	48
II.3.4.1 Minimisation des pertes Joules suivant $i_{ds} = f(i_{qs})$	48
II.3.4.1.1 Résultats de simulation	50
II.3.4.2 Minimisation des pertes Joule et Fer suivant $i_{ds} = f(i_{qs})$	53
II.3.4.2.1 Résultats de simulation	55
II.3.4.3 Minimisation des pertes joule et Fer suivant $i_{ds} = f(i_{qs}, \omega_r)$	58
II.3.4.3.1 Résultats de simulation	62
II.4 Conclusion	65

Chapitre III

Adaptation de la Constante de Temps Rotorique T_r

III.1 Introduction	66
III.2 Effet de la variation de T_r sur la performance de la commande	66
III.2.1 Résultats de l'influence de la déviation de T_r sur le réglage	70
III.3 Adaptation de la constante de temps rotorique de la machine asynchrone.....	70
1. Méthodes basées sur l'injection d'un signal.....	70
2. Méthodes basées sur un signal d'erreur.....	71
3. Méthodes basées sur une fonction d'erreur	72
III.4. Identification de T_r suivant l'optimisation du flux, $\phi_r = f(C_{em})$	73
III.4.1 Identification de la constante de temps rotorique selon Garces.....	73
III.4.1.1 Simulation de l'adaptation.....	74
III.4.2 Méthode d'identification de T_r selon Okuyama	77
III.4.2.1 Simulation de l'adaptation	78
III.4.3 Nouvelle méthode d'identification de la constante de temps rotorique	83
III.4.3.1 Simulation de l'adaptation	85
III.5 Conclusion.....	88

Chapitre IV

Commande Linéaire Quadratique de la Machine asynchrone

IV.1 Introduction	89
IV.2 Commande linéaire quadratique de la machine asynchrone à flux orienté	90
IV.2.1 Stratégies de commande	92
IV.2.1.1 Commande du flux ϕ_r et du courant i_{sd}	92
IV.2.1.2 Commande de la vitesse ω et du courant i_{sq}	93
IV.2.2 Résultats de simulation	94
IV.3 Linéarisation par difféomorphisme et bouclage de la machine asynchrone	96
IV.3.1 Introduction	96
IV.3.2 Linéarisation Entrée- Sortie par difféomorphisme et bouclage	96
IV.3.3 Application de la linéarisation à la machine asynchrone	97
IV.3.3.1 Résolution du problème avec bouclage statique	98
IV.3.3.2 Loi de commande interne (placement de pôles)	101
IV.3.4 Commande optimale de la machine asynchrone	104
IV.3.4.1 Commande linéaire quadratique	104
IV.3.4.2 Résultats et Interprétations	105
IV.3.5 Réglage en cascade	106
IV.3.5.1 Généralités	106
IV.3.5.2 Décomposition du système à régler	106
IV.3.5.3 Boucle de régulation de la vitesse	107
IV.3.5.4 Application de la commande linéaire quadratique à la structure en cascade de la vitesse	108
IV.3.5.5 Résultats de simulation	109
IV.4 Conclusion	112
Conclusion Générale	113
Annexe A : Description du dispositif expérimental	
Annexe B : Rappels sur la Géométrie Différentielle	
Annexe C : Commande optimale avec critère quadratique	
Paramètres de la machine	
Bibliographie	



NOTATIONS

s, r	Indices correspondants au stator et au rotor
a, b, c	Indices correspondants aux trois phases a, b, c
X^*	Référence de la grandeur X
d, q	Axes correspondants au référentiel lié au champ tournant
α, β	Axes correspondants au référentiel fixe par rapport au stator
θ_s, θ_r	Angles électriques statorique et rotorique
θ_{gl}	Angle de glissement
Ω_r	Vitesse mécanique du rotor
ω_s, ω_m	Pulsations électriques statorique et rotorique
ω_{gl}	Pulsation de glissement
R_s, R_r	Résistances d'enroulement statorique et rotorique par phase
R_f	Résistance équivalente des pertes fer
L_s, L_r	Inductances cycliques statorique et rotorique par phase
M_{sr}	Inductance mutuelle cyclique
σ	Coefficient de fuite total
T_r	Constante de temps rotorique
C_{em}, C_r	Couple électromagnétique et résistant
p	Nombre de paire de pôle
J	Moment d'inertie de la partie tournante
f	Coefficient de frottement visqueux
V	Tension
i	Courant
Φ	Flux
ΔP_t	Pertes totales
ΔP_{cu}	Pertes cuivre, ou Joules
ΔP_{Fe}	Pertes Fer
P_a	Puissance active
P_m	Puissance mécanique
P_t	Puissance totale
η	Rendement
r_i, q_i	Coefficients de pondération
J_i	Fonction du coût
$\Delta(x)$	Matrice de découplage
Φ_i	Fonction
$L_f h$	Dérivée de Lie de $h(x)$ dans la direction de $f(x)$
v_i	Grandeur d'entrée interne
y_i	Grandeur de sortie

INTRODUCTION GENERALE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

La machine asynchrone à cage d'écurueil associée à son convertisseur statique avec son organe de commande numérique offre une solution de plus en plus avantageuse en termes financiers, de longévité et de performances dynamiques. Ceci explique l'utilisation croissante de cette machine dans l'industrie, la traction électrique et ferroviaire, la ventilation, le pompage, ...etc. [Vas 90] [Caron 95] [Leonhard 96].

En outre, lorsqu'on a voulu transférer l'expérience du contrôle de la machine à courant continu vers la machine asynchrone de nombreuses difficultés sont apparues, en effet, la machine asynchrone présente un inconvénient majeur, sa dynamique est fortement non linéaire, et les variables internes de la machine tels que le couple, le flux et la vitesse sont couplés, ce qui complique la commande de la machine.

La commande par orientation du flux rotorique, [Blaschke 72], permet de surmonter ces inconvénients, et de provoquer un découplage entre le contrôle du couple et le contrôle du flux. Cette commande vectorielle constitue actuellement un domaine de recherche particulièrement intéressant [Jelassi 91] [Fu 91]. Les applications industrielles se multiplient, cependant, les efforts continuent pour assurer le meilleur découplage entre le flux et le couple surtout face à l'influence néfaste de la constante de temps rotorique, qui ne peut être occultée, [Garces 80], [Cipolla-Ficarra 96],[Costa Branco 97].

L'importance de l'amélioration du rendement dans les entraînements de la machine asynchrone peut être signalée du point de vue de consommation d'énergie, car il est connu que plus de 56% de l'énergie électrique totale générée est consommée par les moteurs électriques. Les moteurs asynchrones sont largement utilisés dans les entraînements électriques, et sont les plus responsables de la consommation des moteurs électriques à environ 96% [Abrahamsen 99]. En effet, vu l'usage très étendu des moteurs asynchrones, si les pertes peuvent être réduites par seulement quelques pour cent, il portera un impact majeur sur la consommation totale de l'énergie électrique.

D'un autre côté, le défluxage dans la commande vectorielle dépend fortement de la vitesse, la dynamique du flux peut donc interférer avec la dynamique de la vitesse. Néanmoins ce couplage peut être éliminé en utilisant un contrôle avec linéarisation et découplage entrées/sorties par retour d'état non linéaire [Isodori 89] [Fossard 93] [Marino 93], [Bodson 94].

Toute recherche de commande, et a fortiori de commande optimale, nécessite la manipulation d'expressions mathématiques et en particulier de celles caractérisant l'évolution du processus, c'est à dire de son modèle. Ainsi pour les principaux critères d'optimisation, il existe trois familles de problèmes fondamentaux en commande optimale: les critères quadratiques (commande à énergie minimale), les critères de type consommation (commande à consommation minimale) et ceux du temps minimum [Borne 90].

De sa part, la commande optimale de la machine asynchrone, se réfère aux problèmes de la régulation optimale, de la maximisation du rendement (ou minimisation des pertes) et de la maximisation du couple, [Ramirez 98].

Le premier volet concerne la minimisation des pertes, c'est l'optimisation de la commande de la machine asynchrone dans le but de réduire ses pertes au minimum (critère de type consommation).

Le deuxième volet est consacré à l'étude de la régulation optimale via une commande linéaire quadratique LQ (critère quadratique) appliquée à la machine asynchrone commandée vectoriellement, en vue de découpler les deux variables flux et vitesse lors des transitions de cette dernière.

Ce mémoire est organisé en quatre chapitres structurés de la façon suivante:

Dans le premier chapitre, et après avoir modélisé la machine asynchrone et son étage d'alimentation, nous présentons la commande par la technique d'orientation du flux rotorique appliquée à une machine asynchrone alimentée en tension, réalisé avec deux stratégies de modulations de largeurs d'impulsions.

Dans le deuxième chapitre, et afin d'aborder la minimisation des pertes, nous donnons les différentes expressions de pertes existantes dans la machine asynchrone, puis une synthèse des différentes fonctions objectives est donnée, en examinant le fonctionnement à flux variable ainsi que l'optimisation des courants statoriques pour la minimisation des pertes électromagnétiques. Une validation expérimentale a été réalisée pour la stratégie d'optimisation à flux variable.

Après avoir montré l'influence de la variation de la constante de temps rotorique T_r sur la dynamique du système, nous développerons dans le troisième chapitre les techniques d'adaptation de la constante T_r avec modèle de référence appliquées aux algorithmes de minimisation des pertes, ainsi les méthodes selon [Garces 80] et [Okuyama 83] sont présentées, et une nouvelle méthode d'adaptation à été proposée pour les applications à faibles charges.

Le quatrième chapitre de notre étude apporte une contribution à la résolution du problème du couplage entre vitesse et flux. Ainsi, dans une première partie nous appliquons la commande linéaire quadratique sur le modèle de la machine asynchrone à flux orienté, puis dans une deuxième partie, nous intéressons au contrôle avec linéarisation et découplage Entrées/Sorties par retour d'état non linéaire, avec l'application de la commande LQ cascade associé à ce type de commande.

I.1 Introduction

Le développement connu par l'industrie mondiale exige des variateurs de vitesse de plus en plus performant, robuste et facilement commandable.

Les moteurs à courant continu offrent comme principal avantage d'être facilement commandée, grâce au découplage naturel qui existe entre le couple et le flux de la machine. Ces deux grandeurs sont pilotés par deux courants indépendants: le courant inducteur est producteur de flux et le courant induit est producteur de couple.

Cependant, la présence du commutateur mécanique (Collecteur et balais) constitue le point faible de la machine à courant continu, il limite sa puissance, sa vitesse et exige une maintenance permanente, de plus il interdit son utilisation dans des ambiances difficiles.

La machine asynchrone, pour sa robustesse et son entretien très réduit, est la plus répondue dans les installations industrielles. Elle peut entre autre remplacer la machine à courant continu à condition de pouvoir maîtriser sa vitesse.

Actuellement, la méthode la plus utilisée est la plus efficace pour obtenir une situation équivalente à celle d'un moteur à courant continu est donnée par la théorie de commande par flux orienté (commande vectorielle).

Dans ce chapitre, et après avoir modélisé la machine asynchrone et son étage d'alimentation, nous présentons la commande par la technique d'orientation du flux rotorique appliquée à une machine asynchrone alimentée en tension, réalisé avec deux stratégies de modulations de largeurs d'impulsions.

I.2 Représentation schématique de la machine asynchrone

La machine asynchrone triphasée comporte un stator fixe et un rotor mobile autour de l'axe de symétrie de la machine. Les phases du stator sont alimentées par un onduleur de tension ou de courant à fréquence et à amplitude réglables.

La structure électrique du rotor est une cage conductrice intégrée aux tôles ferromagnétiques (rotor à cage d'écureuil).

Le modèle que nous avons utilisé pour notre étude est celui qui admet la transformation de Park. La modélisation de la machine asynchrone repose donc sur les mêmes hypothèses simplificatrices du modèle de Park, à savoir :

- La machine est supposée symétrique et équilibrée,
- L'induction dans l'entrefer est sinusoïdale,
- Le circuit magnétique est non saturé,
- On ne considère ni l'effet de peau, ni l'effet des encoches.

La machine est représentée à la figure 1.1 par six enroulements dans l'espace électrique. L'approche actuelle de la modélisation est basée sur la théorie des deux axes qui transforme un système triphasé en un système biphasé équivalent (d,q), ce qui réduit la complexité du modèle.

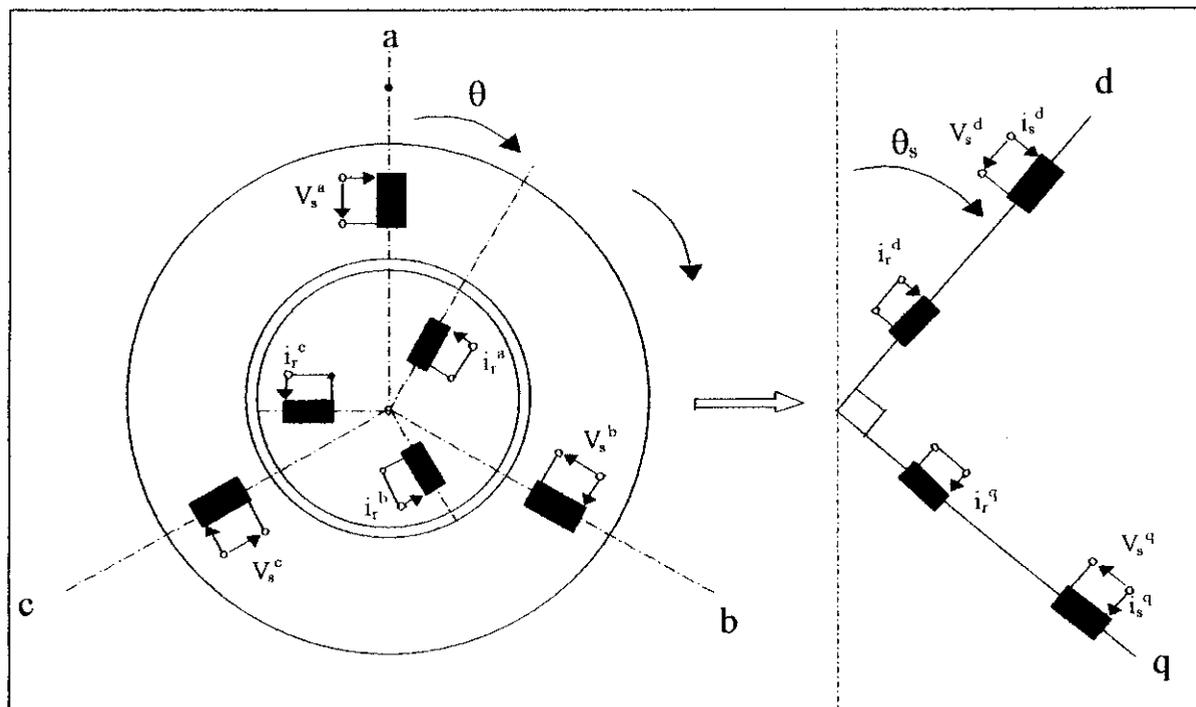


Fig. I.1. Transformation de Park appliquée à la machine asynchrone

Il est possible de passer directement des grandeurs électriques (courants, tensions...) du modèle triphasé (a,b,c) vers celles du modèle biphasé (d,q) en utilisant la matrice de Park dans la transformation suivante:

$$X^{(d,q)} = T(\theta_s) X^{(a,b,c)}$$

avec $T(\theta_s)$ la matrice de Park qui s'écrit:

$$T(\theta_s) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta_s) & \sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (I-1)$$

Parmi les trois types de référentiels d'observation, (référentiel lié au stator, référentiel lié au rotor et référentiel lié au champ tournant), les grandeurs statoriques et rotoriques sont continues en régime permanent dans le référentiel lié au champ tournant. Il est donc préférable de travailler dans ce repère lors d'une étude de la commande de la machine asynchrone.

Les équations de tensions statoriques et rotoriques de la machine asynchrone dans ce repère, dans le cas du modèle biphasé, s'écrivent [Châtelain 84] [Krause 94] :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_s^d = R_s i_s^d + \frac{d\phi_s^d}{dt} - \omega_s \phi_s^q \\ V_s^q = R_s i_s^q + \frac{d\phi_s^q}{dt} + \omega_s \phi_s^d \\ V_r^d = R_r i_r^d + \frac{d\phi_r^d}{dt} - (\omega_s - \omega_m) \phi_r^q = 0 \\ V_r^q = R_r i_r^q + \frac{d\phi_r^q}{dt} + (\omega_s - \omega_m) \phi_r^d = 0 \end{array} \right. \quad (1-2)$$

1.3 Modélisation de la machine asynchrone

Pour une meilleure représentation de la machine asynchrone, et en utilisant la représentation biphasée (d,q), nous prenons les deux courants statoriques (i_s^d, i_s^q), les flux rotoriques (ϕ_r^d, ϕ_r^q), la vitesse mécanique (Ω_r) comme variables d'état et les deux tensions statoriques (V_s^d, V_s^q) comme variables de commande.

Le modèle de la machine dans un repère lié au champ tournant à la vitesse de synchronisme ω_s est donné par [Vas 90]:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_s^d}{dt} = -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{M_{sr}^2}{L_r T_r} \right) i_s^d + \omega_s i_s^q + \frac{M_{sr}}{\sigma L_s T_r L_r} \phi_r^d + \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r} \omega_m \phi_r^q + \frac{1}{\sigma L_s} V_s^d \\ \frac{di_s^q}{dt} = -\omega_s i_s^d - \frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{M_{sr}^2}{L_r T_r} \right) i_s^q - \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r} \omega_m \phi_r^d + \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r T_r} \phi_r^q + \frac{1}{\sigma L_s} V_s^q \\ \frac{d\phi_r^d}{dt} = \frac{M_{sr}}{T_r} i_s^d - \frac{1}{T_r} \phi_r^d + (\omega_s - \omega_m) \phi_r^q \\ \frac{d\phi_r^q}{dt} = \frac{M_{sr}}{T_r} i_s^q - (\omega_s - \omega_m) \phi_r^d - \frac{1}{T_r} \phi_r^q \\ \frac{d\omega_m}{dt} = \frac{p}{J} C_{em} - \frac{f}{J} \omega_m - \frac{p}{J} C_r \end{array} \right. \quad (1-3)$$

où C_{em} est le couple électromagnétique donné par l'équation suivante :

$$C_{em} = p \frac{M_{sr}}{L_r} (\phi_r^d i_s^q - \phi_r^q i_s^d) \quad (1-4)$$

1.4 Principe de la commande vectorielle

La commande vectorielle ou contrôle par flux orienté, a été développée en Allemagne au début des années 70. Hasse introduit la méthode indirecte du FOC (Field Oriented Control) et Blaschke la méthode directe [Hasse 69], [Blaschke 72].

L'objectif dans ce type de contrôle est d'aboutir à un modèle simple de la machine asynchrone qui rende compte de la commande séparée de la grandeur flux ϕ et de la grandeur courant I , générateur du couple.

Il s'agira donc de retrouver la quadrature entre I et ϕ , naturellement découplés pour une machine à courant continu. En effet, dans une machine à courant continu, le courant induit I_a contrôle le couple et le courant inducteur I_f contrôle le flux (voir figure I.2).

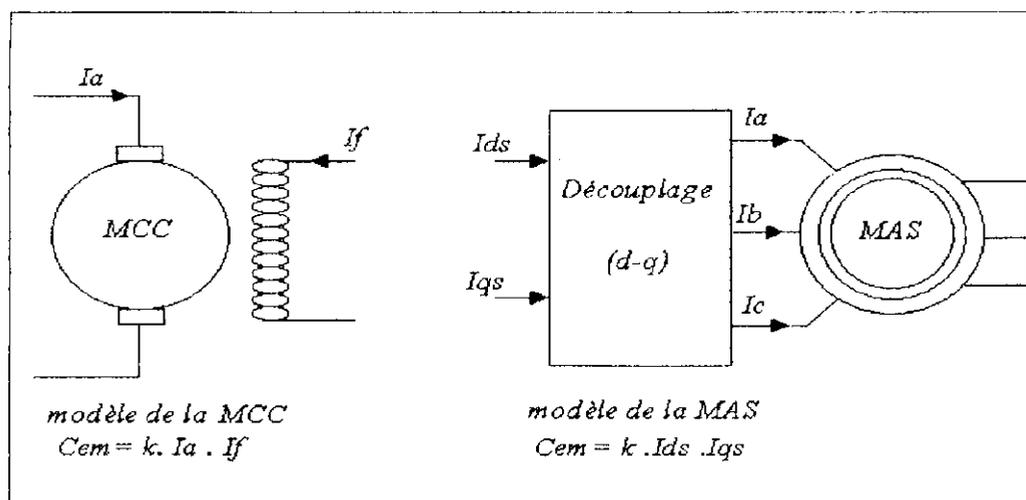


Fig. I.2. Principe de découplage

De nombreuses variantes ont été présentés dans la littérature, que l'on peut classer, [Vas 90] [Caron 95] [Leonhard 96] [Grellet 97]:

1. Suivant la source d'énergie :
 - Commande en tension (voltage source inverter (VSI)) ;
 - Commande en courant (current controlled inverter (CCI)).
2. Suivant l'orientation du repère (d-q) sur :
 - Flux rotorique ;
 - Flux statorique ;
 - Flux d'entrefer.
3. Suivant la détermination de la position du flux :
 - Indirecte par contrôle de la fréquence de glissement ;
 - Directe par mesure ou observation du vecteur flux (module et phase).

Le choix entre une alimentation en courant ou une alimentation en tension détermine le schéma de contrôle à implanter et définit le flux à réguler. Ainsi, dans le cas d'une alimentation en courant, il est possible de réguler le flux dans l'entrefer ou le flux statorique. Par contre, le contrôle du flux rotorique est adapté à une alimentation en tension [Jelassi 91].

Le contrôle du flux rotorique présente certaine simplicité de mise en œuvre lorsque le convertisseur est contrôlé en courant, l'absence de limitation du couple maximum et aucun problème de stabilité en régime permanent, le rendent le plus attrayant parmi les autres méthodes de contrôle de flux [EDF 92].

1.4.1 Commande par orientation du flux rotorique

La réalisation de la commande par orientation du flux rotorique dans le cas d'une alimentation en tension est préférable car elle est, d'une part, moins sensible aux variations des paramètres de la machine et donne, d'autre part, de meilleurs résultats en survitesse [Vas 90].

En effet, lorsque la vitesse de rotation dépasse la vitesse nominale, les courants de références doivent être maintenus constants afin d'éviter les surintensités d'alimentation.

Dans notre travail, on choisit un référentiel lié au champ tournant, de telle sorte que l'axe d de ce référentiel coïncide avec le flux rotorique.

Selon cette orientation, le flux rotorique possède les conditions suivantes, (voir figure 1.3) :

$$\begin{cases} \phi_r^q = 0 \\ \phi_r^d = \phi_r \end{cases} \quad (1-5)$$

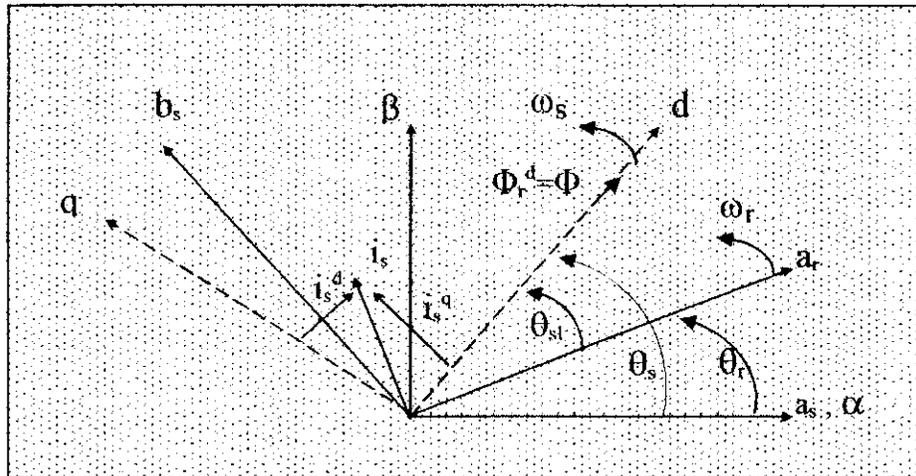


Fig. 1.3. Orientation du flux rotorique

En combinant les équations (1-4) et (1-5), et grâce au choix du référentiel, le modèle de la machine à flux orienté s'écrit:

$$\begin{cases} \frac{di_s^d}{dt} = -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{M_{sr}^2}{L_r T_r} \right) i_s^d + \omega_s i_s^q + \frac{M_{sr}}{\sigma L_s T_r L_r} \phi_r + \frac{1}{\sigma L_s} V_s^d \\ \frac{di_s^q}{dt} = -\omega_s i_s^d - \frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{M_{sr}^2}{L_r T_r} \right) i_s^q - \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r} \omega_m \phi_r + \frac{1}{\sigma L_s} V_s^q \\ \frac{d\phi_r}{dt} = \frac{M_{sr}}{T_r} i_s^d - \frac{1}{T_r} \phi_r \\ \omega_{gl} = \frac{M_{sr}}{T_r} \frac{i_s^q}{\phi_r} \\ C_{em} = p \frac{M_{sr}}{L_r} \phi_r i_s^q \end{cases} \quad (1-6)$$

Sur le modèle du système (I-6), il apparaît donc que la seule composante i_s^d du courant statorique contrôle le flux à travers la constante de temps rotorique T_r , et si on maintient le flux rotorique constant, le courant i_s^q permettra le pilotage du couple électromagnétique C_{em} .

En régime permanent, on constate que la composante directe du courant rotorique est nulle. Cela nous conduit aux équations suivantes spécifiques de cette commande :

$$\begin{cases} i_r^d = 0 \\ i_r^q = -\frac{M_{sr}}{L_r} i_s^q \\ \phi_r^d = M_{sr} i_s^d \\ \phi_r^q = 0 \end{cases} \quad (I-7)$$

A partir de l'équation (I-4), le couple électromagnétique est exprimé comme suit :

$$C_{em} = p \frac{M_{sr}^2}{L_r} i_s^q i_s^d \quad (I-8)$$

1.4.1.1 Commande à flux nominal

Dans cette méthode de commande, on règle le courant statorique en quadrature i_s^q de façon à imposer le couple électromagnétique indépendamment du niveau de flux. C'est à dire que l'on vérifie à chaque instant l'équation du couple dans (I-8), tout en maintenant l'état magnétique constant. Ceci se traduit par le fait d'imposer le flux ϕ_r à sa valeur nominale tant que la vitesse de la machine est inférieure à sa valeur nominale (si ce n'est pas le cas, on la désexcite).

1.4.1.2 Bloc de défluxage

Le bloc de défluxage, figure I.4, a pour but d'imposer un fonctionnement à flux nominal pour les vitesses inférieures à la vitesse nominale, et un fonctionnement à puissance constante pour les vitesses supérieures à la vitesse nominale. Ce régime de fonctionnement peut être exprimé par les relations suivantes :

$$\phi_r^{ref} = \begin{cases} \phi_r^n & \text{si } |\Omega_m| \leq \Omega_m^n = \frac{\omega_m^n}{p} = 1420 \text{ (tr / mn)} \\ \phi_r^n \frac{\Omega_m^n}{|\Omega_m|} & \text{si } |\Omega_m| \geq \Omega_m^n \end{cases} \quad (I-9)$$

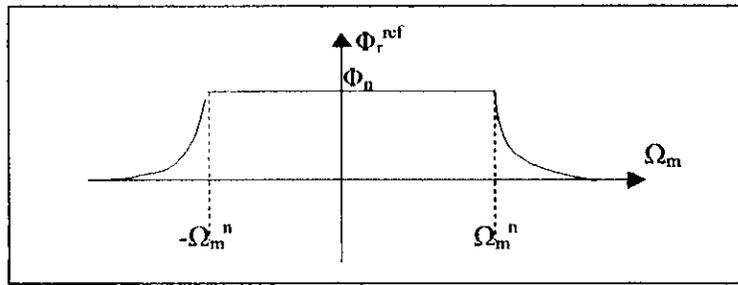


Fig. I.4. Bloc de désexcitation

1.4.2 Commande vectorielle par la méthode indirecte

Le problème principal qui se pose dans la réalisation de la commande vectorielle est la détermination précise et en permanence de la position et du module du flux tournant choisi.

Pour la méthode directe, la position et le module du flux sont mesurés ou estimés en fonction des grandeurs facilement mesurable telles que la tension et les courants statoriques.

La méthode indirecte consiste à ne pas utiliser l'amplitude du flux, mais rien que sa position, cette dernière est calculée à partir de la mesure de la vitesse rotorique et d'autres grandeurs accessibles comme les tensions ou les courants statoriques.

En considérant le couple C_{em}^{ref} et le flux ϕ_r^{ref} comme références de commande, les deux courants statoriques (i_{ds} , i_{qs}) comme variables de commande, le système (I-6) pour une commande en courant devient:

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{qs}^* = \frac{L_r}{pM_{sr}} \frac{C_{em}^*}{\phi_r^*} \\ i_{ds}^* = \frac{1}{M_{sr}} \left(T_r \frac{d\phi_r^*}{dt} + \phi_r^* \right) \\ \omega_{gl}^* = \frac{M_{sr}}{T_r} \frac{i_{qs}^*}{\phi_r^*} \quad \text{avec} \quad \omega_s^* = \omega_m + \omega_{gl}^* \end{array} \right. \quad (I-10)$$

Pour une commande en tension, on ajoute aux équations du système (I-10) les deux équations du courant statorique comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{qs}^* = \frac{L_r}{pM_{sr}} \frac{C_{em}^*}{\phi_r^*} \\ i_{ds}^* = \frac{1}{M_{sr}} \left(T_r \frac{d\phi_r^*}{dt} + \phi_r^* \right) \\ \omega_{gl}^* = \frac{M_{sr}}{T_r} \frac{i_{qs}^*}{\phi_r^*} \quad \text{avec} \quad \omega_s^* = \omega_m + \omega_{gl}^* \\ V_{ds}^* = R_s i_{ds}^* - \omega_s^* \sigma L_s i_{qs}^* \\ V_{qs}^* = R_s i_{qs}^* + \omega_s^* \sigma L_s i_{ds}^* \end{array} \right. \quad (I-11)$$

Le schéma de l'orientation du flux rotorique, avec les simples équations du système (I-10), peut être aisément implémenté avec l'onduleur M.L.I. commandé en courant.

Le schéma bloc de la structure de commande est représenté sur la figure 1.5 suivante:

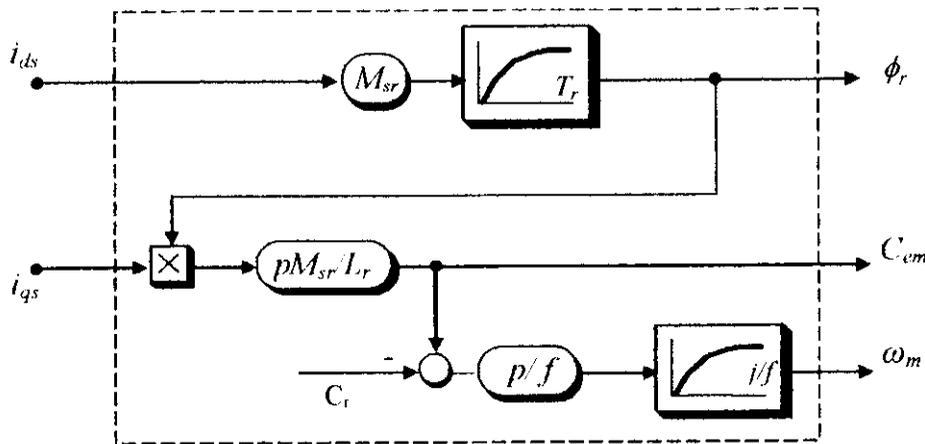


Fig. I.5. Schéma bloc de la structure de commande par orientation du flux rotorique

I.5 Association redresseur- filtre- Onduleur MLI

Le circuit principal du système d'association représenté par la figure 1.6 possède, sur le côté réseau, un pont redresseur à diodes supposé parfait, suivi d'un filtre passif, comportant une inductance L et une capacité C dont le rôle principal est de réduire les ondulations de courant et de tensions provoquées par le fonctionnement de l'onduleur. La génération des signaux logiques des interrupteurs de l'onduleur, dépend de stratégies de modulations utilisées. Dans notre travail nous avons utilisé la commande par hystérésis, et la commande par modulation de largeur d'impulsion (PWM).

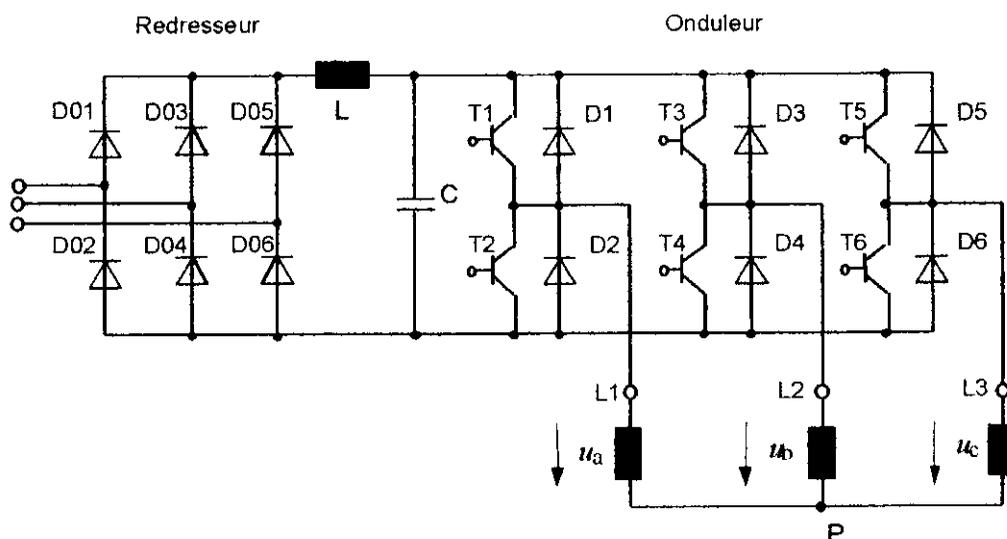


Fig. I.6. Schéma de l'association redresseur - filtre - onduleur

1.5.1 Réglage des courants triphasés par Hystérésis

La commande par hystérésis, appelée aussi commande en tout ou rien, est une commande non linéaire qui utilise l'erreur existante entre le courant de référence et le courant produit par l'onduleur. L'erreur est comparée à un gabarit appelé bande d'hystérésis. Dès que l'erreur atteinte la bande inférieure ou supérieure, un ordre de commande est envoyé de manière à rester à l'intérieur de la bande. La simplicité de la mise en œuvre, comme le montre la figure I.7, est le principal atout de cette technique.

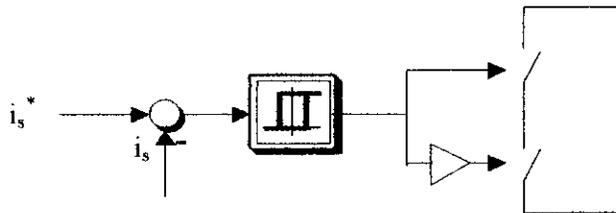


Fig. I.7. Principe de la commande par hystérésis

1.5.2 Commande par modulation de largeur d'impulsion

L'emploi de la modulation de largeur d'impulsions dans la commande de l'onduleur est un moyen efficace pour l'obtention de formes d'ondes proche de l'onde sinusoïdale.

Cette technique consiste à multiplier le nombre d'impulsions renvoyées aux interrupteurs de l'onduleur. Ce procédé présente l'avantage d'éliminer les harmoniques de tension et permet la variation de l'amplitude du fondamental de la tension de sortie.

Les instants des impulsions de commande des interrupteurs sont déterminés par l'intersection d'un signal sinusoïdale appelé modulatrice avec un signal triangulaire appelé porteuse de fréquence élevée par rapport à la fréquence de la modulatrice.

Le schéma fonctionnel d'une régulation de vitesse par la méthode indirecte avec onduleur commandé en courant est donné par la figure I.8.

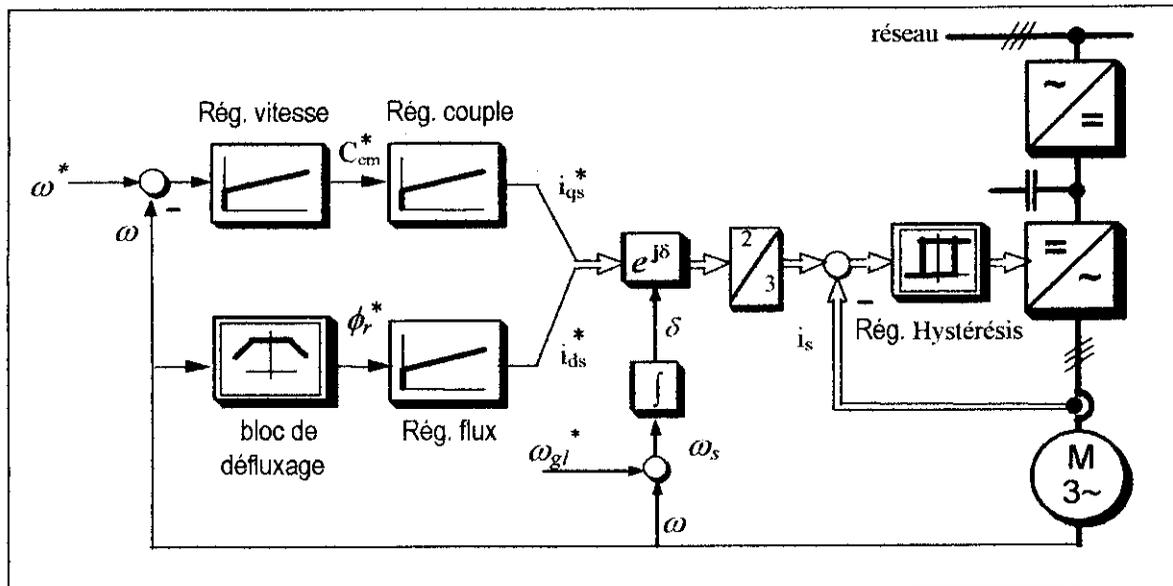


Fig. I.8. Schéma bloc de la commande vectorielle indirecte
 Onduleur commandé en courant

Le schéma bloc de la commande vectorielle avec onduleur à modulation de largeur d'impulsion commandé en tension est représenté par la figure 1.9 ci-dessous:

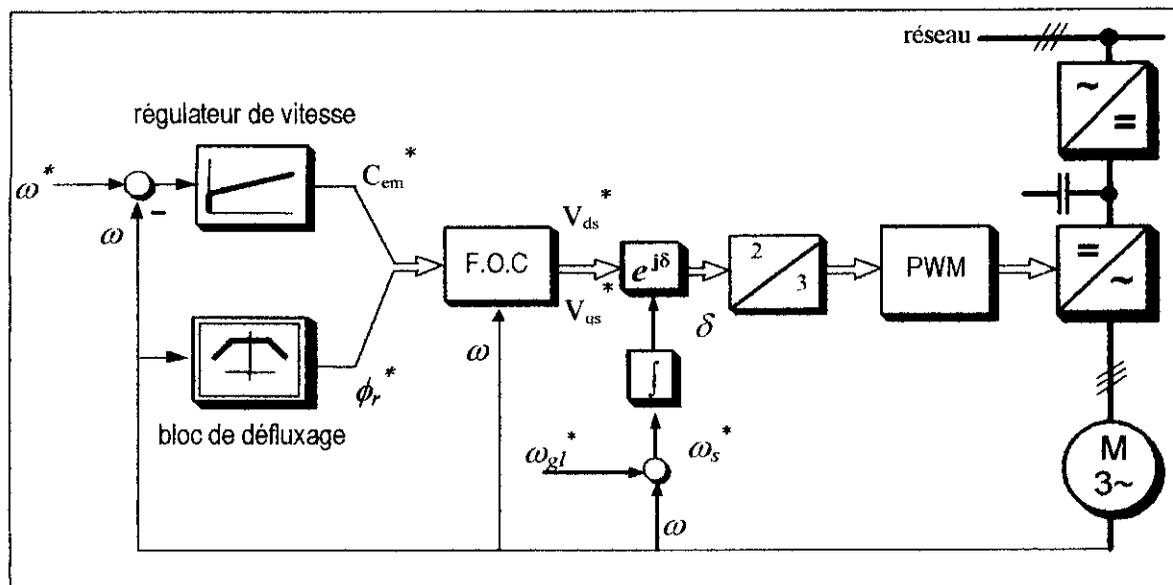


Fig. I.9. Schéma bloc de la commande vectorielle indirecte
 Onduleur commandé en tension

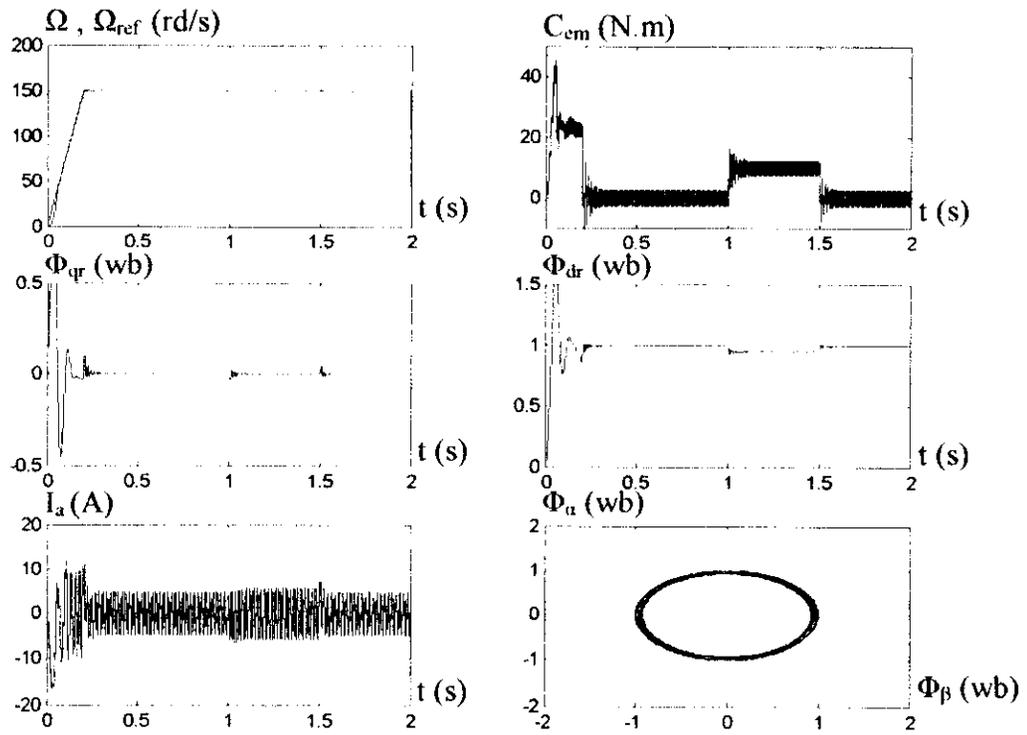


Fig. I.10. Simulation de la méthode indirecte avec application de charge nominale
Commande en Courant

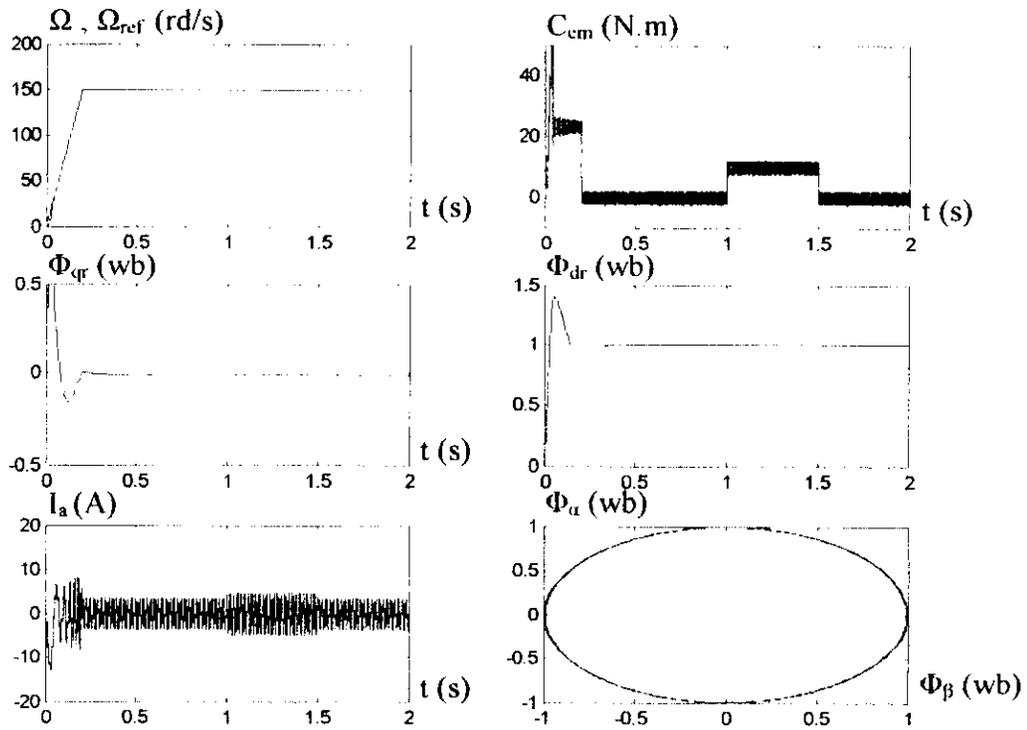


Fig. I.11. Simulation de la méthode indirecte avec application de charge nominale
Commande en tension

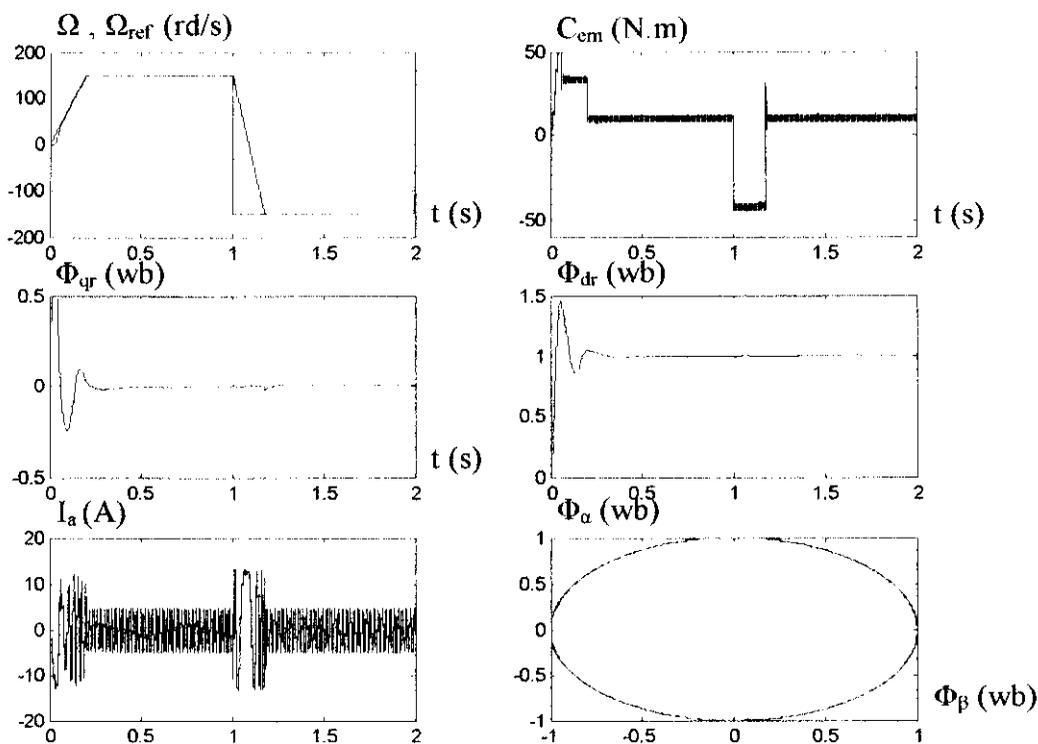


Fig. I.12. Simulation de la méthode indirecte avec inversion de vitesse
Commande en courant

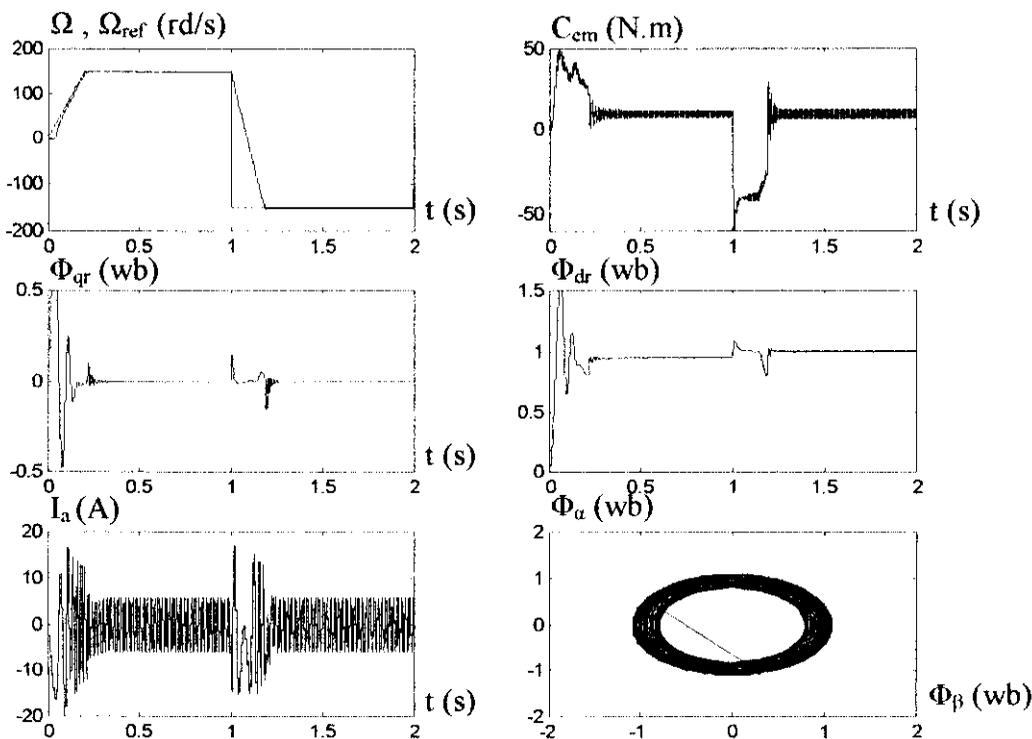


Fig. I.13. Simulation de la méthode indirecte avec inversion de vitesse
Commande en tension

I.6 Résultats de simulation

Pour illustrer les performances du réglage à flux orienté de la machine asynchrone, nous avons effectué la simulation avec les deux types de commandes: commande en courant et commande en tension.

En premier lieu nous avons simulé un démarrage à vide avec application d'une charge nominale entre les instants $t=1s$ et $t=1.5s$ (figures I.10, I.11), puis une inversion de la consigne entre ± 150 rd/s à l'instant $t=1s$ pour la commande en vitesse (figure I.12, I.13). Pour les deux types de commande, on remarque que la vitesse suit la grandeur de référence sans dépassement, que le découplage entre le flux et le couple est maintenu, et que le flux rotorique reste constant et ne subit pas les brusques variations, du aux changement d'état de la vitesse ou de l'application de la charge.

En comparant les deux méthodes de commande, on constate alors que dans la commande en courant les flux dans le référentiel stationnaire (ϕ_α, ϕ_β) forment un cercle en régime permanent, signifiant ainsi qu'ils sont parfaitement sinusoïdaux, tandis que dans la commande en tension ces mêmes flux ne forment pas parfaitement un cercle surtout lors d'une inversion de vitesse. L'effet de l'application d'une charge et de l'inversion de la vitesse est plus ressenti sur les deux composantes du flux rotorique, dans la commande en tension que dans la commande en courant. De ce fait le découplage entre flux et couple est donc plus meilleur dans la commande en courant d'une machine asynchrone.

I-7 Conclusion

Dans ce chapitre préliminaire, la modélisation de la machine asynchrone associé à son onduleur commandé par MLI a été effectuée, en vue d'une minimisation de ses pertes et d'une application de la commande linéaire quadratique. La simulation sous Simulink (Mathworks[®]) du comportement de la machine asynchrone avec la technique d'orientation du flux, nous montre les avantages de cette technique notamment lorsqu'on peut séparer la commande des deux variables flux et couple.

Les résultats de simulation nous montrent que le fonctionnement sous conditions nominales (avec charges et vitesses nominales) est très efficient. Cependant dans plusieurs applications, le moteur fonctionne plus loin du point nominal. Sous ces circonstances, il n'est pas possible d'améliorer le rendement par le design de la machine ou par les techniques de façonnage des formes d'ondes.

Un algorithme de commande adéquat peut être privilégié dans ce cas. De ce fait plusieurs critères d'optimisation ont été proposés, par exemple l'énergie magnétique emmagasine par la machine, le facteur de puissance, le rendement, le courant absorbé ou les pertes dans la machine.

Le critère choisi dans notre étude et fera l'objet dans le chapitre suivant est la somme des pertes dans la machine, L'effort est concentré en la minimisation des pertes électromagnétiques (pertes Joule et fer), puisqu'elles représentent la majorité des pertes de la machine, en plus qu'elles sont contrôlables.

II.1 Introduction

La machine asynchrone contrôlée par la méthode d'orientation du flux est capable de produire rapidement un couple précis. Cependant, pour quelques applications industrielles, comme les voitures électriques, ces avantages de la commande vectorielle ne sont pas suffisants. Un moteur d'une voiture électrique doit posséder aussi un bon rendement, pour étendre la distance parcourue, pour une charge de batterie déterminée. Par conséquent une technique de commande qui maximise le rendement (ou minimise les pertes) de la machine est énormément souhaitée.

Les pertes des moteurs électriques peuvent être réduites par les méthodes suivantes [Kusko 83]:

- Choix et conception des moteurs,
- Amélioration des formes d'onde de la puissance d'alimentation, afin de réduire les pertes causées par les harmoniques,
- Ajustement de tension, courant et/ou fréquence pour chaque point de fonctionnement de vitesse et de couple, en d'autre terme, utilisation d'une méthode de contrôle adéquate.

Dans la méthode de la commande vectorielle appliquée à la machine asynchrone, la composante flux du courant statorique I_{ds} intervient généralement pour maintenir un flux nominal dans toute la région à basse vitesse (du zéro à la valeur nominale). Ce fait diminue le rendement de la machine lorsqu'elle fonctionne dans les conditions de faibles charges.

Dans la littérature, plusieurs méthodes ont été proposées pour le contrôle vectoriel de la machine asynchrone afin de maximiser le rendement ou de minimiser les pertes de la machine, surtout au fonctionnement à faibles charges.

Dans ce chapitre, et après avoir énoncé les diverses expressions des pertes, on présentera deux grandes familles d'optimisation pour minimiser les pertes électromagnétique (Joules et fer). La première famille regroupe les méthodes d'optimisation du flux en fonction du couple électromagnétique, $\phi_r = f(C_{em})$, où trois méthodes ont été élaborées selon différentes fonctions objectives. La deuxième famille synthétise les méthodes d'optimisation selon une expression reliant les deux composantes du courant statoriques, $i_{ds} = f(i_{qs})$, en se penchant sur trois autres méthodes de minimisation de pertes.

II.2 Pertes et rendement dans la machine

II.2.1 Introduction

Notre travail vise à minimiser les pertes (améliorer le rendement) de la machine asynchrone en gardant de meilleures performances dynamiques. Pour traiter ce problème d'optimisation, nous devons sélectionner une fonction mathématique à minimiser qui représente le mieux l'énergie totale du moteur.

Plusieurs modèles de pertes ont été proposés et utilisés dans la littérature, parmi ces travaux ceux de [Kusko 83] [Park 84] et [Famouri 91] qui prennent en compte les pertes Joule des enroulements statoriques et rotoriques et les pertes du fer, modélisées à partir du schéma classique équivalent de la machine.

Dans [Abrahamssen 99], on montre que les pertes du convertisseur ne sont pas importantes dans les faibles entraînements comparées aux pertes du moteur. De ce fait, et dans ce qui suit nous présentons le calcul de la puissance active, du rendement et des pertes dans la machine asynchrone.

II.2.2 Puissance Totale

La puissance active instantanée est donnée par:

$$P_a = V_{ds}i_s^d + V_{qs}i_s^q \quad (\text{II-1})$$

A partir de l'expression de la puissance active ci-dessus, on peut déterminer l'expression des pertes totales dans la machine asynchrone. Les équations des tensions de la machine asynchrone à partir du système (I-1) s'écrivent:

$$V_s^d = \sigma L_s \left(\frac{di_s^d}{dt} - \omega_s i_s^q \right) + \left(R_s + \frac{M_{sr}^2}{L_r T_r} \right) i_s^d - \frac{M_{sr}}{T_r L_r} \phi_r^d - \frac{M_{sr}}{L_r} \omega_m \phi_r^q \quad (\text{II-2-a})$$

$$V_s^q = \sigma L_s \left(\frac{di_s^q}{dt} + \omega_s i_s^d \right) + \left(R_s + \frac{M_{sr}^2}{L_r T_r} \right) i_s^q + \frac{M_{sr}}{L_r} \omega_m \phi_r^d - \frac{M_{sr}}{L_r T_r} \phi_r^q \quad (\text{II-2-b})$$

Les expressions des puissances en quadrature et directe, à partir des équations (II-2-a) et (II-2-b), s'écrivent:

$$V_{ds}i_s^d = \sigma L_s i_s^d \frac{di_s^d}{dt} - \sigma L_s \omega_s i_s^d i_s^q + \left(R_s + \frac{M_{sr}^2}{L_r T_r} \right) i_{ds}^2 - \frac{M_{sr}}{T_r L_r} \phi_r^d i_s^d - \frac{M_{sr}}{L_r} \omega_m \phi_r^q i_s^d \quad (\text{II-3-a})$$

$$V_{qs}i_s^q = \sigma L_s i_s^q \frac{di_s^q}{dt} + \sigma L_s \omega_s i_s^q i_s^d + \left(R_s + \frac{M_{sr}^2}{L_r T_r} \right) i_{qs}^2 + \frac{M_{sr}}{L_r} \omega_m \phi_r^d i_s^q - \frac{M_{sr}}{L_r T_r} \phi_r^q i_s^q \quad (\text{II-3-b})$$

En substituant les équations (II-3-a) et (II-3-b) dans (II-1), et après calcul, l'expression de la puissance active s'écrira :

$$P_a = \left\{ \begin{array}{l} \sigma L_s \left(i_s^d \frac{di_s^d}{dt} + i_s^q \frac{di_s^q}{dt} \right) + \left(R_s + \frac{M_{sr}^2}{T_r L_r} \right) \left(i_{ds}^2 + i_{qs}^2 \right) \\ - \frac{M_{sr}}{T_r L_r} \left(\phi_r^d i_s^d + \phi_r^q i_s^q \right) + \frac{M_{sr}}{L_r} \omega_m \left(\phi_r^d i_s^q - \phi_r^q i_s^d \right) \end{array} \right\} \quad (\text{II-4})$$

Les courant rotoriques peuvent s'exprimer comme:

$$i_{dr} = \frac{\phi_{dr} - M_{sr} i_{ds}}{L_r}, \quad i_{qr} = \frac{\phi_{qr} - M_{sr} i_{qs}}{L_r} \quad (\text{II-5})$$

En utilisant les expressions des flux, système (I-3), du couple électromagnétique, équation (I-4), et celles des courants rotoriques, équations (II-5), nous pouvons exprimer la puissance active P_a sous forme condensée par :

$$P_a = \frac{d}{dt}M + \Delta P_{cu} + P_m \quad (\text{II-6})$$

Avec :

$$M = \frac{\sigma L_s}{2}(i_{ds}^2 + i_{qs}^2) + \frac{1}{2L_r}(\phi_{dr}^2 + \phi_{qr}^2) \quad (\text{II-7})$$

est l'énergie magnétique emmagasinée dans les inductances de la machine,

$$\Delta P_{cu} = R_s(i_{ds}^2 + i_{qs}^2) + R_r(i_{qr}^2 + i_{dr}^2) \quad (\text{II-8})$$

est la puissance électrique dissipée dans les enroulements de la machine (pertes Joule),

$$P_m = \frac{M_{sr}}{L_r} \omega_m (\phi_r^d i_s^q - \phi_r^q i_s^d) \quad (\text{II-9})$$

est la puissance mécanique fournie au rotor du moteur.

On remarque donc que le modèle de Park ne prend pas en compte les pertes fer du noyau, néanmoins, ces pertes peuvent s'exprimer sous différentes formes, (voir § II.2.5.2)

En régime permanent, l'énergie magnétique emmagasinée est nulle :

$$\frac{d}{dt}M = 0$$

La puissance totale du moteur en prenant compte des pertes fer devient :

$$P_t = P_a + \Delta P_{fe} = \Delta P_{cu} + P_m + \Delta P_{fe} \quad (\text{II-10})$$

En intégrant la puissance totale, équation II-10, sur un intervalle du temps $[0, T]$, nous obtenons l'énergie totale E consommée par la machine dans cet intervalle :

$$E = \int_0^T \Delta P_{cu} dt + \int_0^T \Delta P_{fe} dt + \int_0^T P_m dt \quad (\text{II-11})$$

II.2.3 Le rendement

Le rendement η est le rapport de la puissance utile à la puissance absorbée.

$$\eta = \frac{P_{utile}}{P_{absorbée}} \quad (\text{II-12})$$

La puissance utile est égale à la puissance absorbée diminuée des pertes, donc :

$$\eta = \frac{P_{absorbée} - \Delta P_t}{P_{absorbée}} = \frac{P_{utile}}{P_{utile} + \Delta P_t} \quad (\text{II-13})$$

L'étude du rendement se ramène alors à celle des pertes.

II.2.4 Les pertes

Les pertes dans la machine peuvent être divisées en trois grands groupes. Par ordre d'importance usuelle décroissante, nous pouvons distinguer:

1. **Pertes dans les circuits électriques :** ce sont les pertes par effet Joule ou pertes dans le cuivre ΔP_{Cu} , dans les enroulements d'induit, d'excitation et plus généralement dans toutes les parties conductrices de la machine.

2. **Pertes dans le circuit magnétique** : elles sont appelées aussi pertes dans le noyau, ou pertes fer ΔP_{Fe} , sont causées par le flux d'entrefer. Ces pertes regroupent les pertes par hystérésis et les pertes par courants de Foucault.

3. **Pertes mécaniques** : ces pertes mécaniques ΔP_m , sont engendrées par les divers frottements mécaniques des paliers de roulements, de ventilation et de vibration.

A ces trois pertes qui représentent 90 à 95 % de la totalité des pertes [Seguier 82], on doit ajouter les pertes supplémentaires ΔP_{sup} , dues à des phénomènes parasites, aux flux de fuites, et aux harmoniques d'espace, bien qu'elles peuvent être négligées.

Ainsi la totalité des pertes vaut :

$$\Delta P_t = \Delta P_{Cu} + \Delta P_{Fe} + \Delta P_m + \Delta P_{sup} \tag{II-14}$$

Avec : ΔP_{Cu} Pertes Joule dans les circuits traversés par des courants électriques,

ΔP_{Fe} Pertes dans le fer dû aux variations des champs,

ΔP_m Pertes mécaniques par frottements et ventilation,

ΔP_{sup} Pertes supplémentaires.

Sur la figure suivante (figure II.1), est donné un schéma qui résume le flux de puissance active dans le mode de fonctionnement moteur et qui représente les pertes principales dans le moteur.

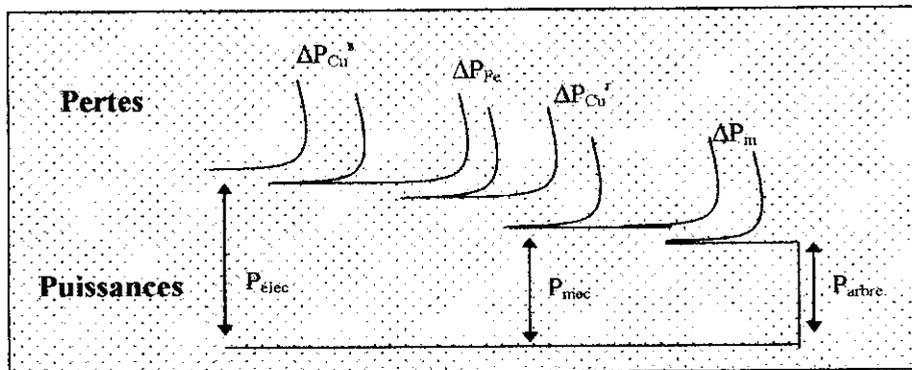


Fig. II.1. Puissances et pertes principales dans le moteur

II.2.5 Expressions des Pertes

1. Les pertes par effet Joule

Ces pertes sont généralement données par une équation du type [Caron 95] :

$$P_j = R_s (I_s^{(d,q)})^T I_s^{(d,q)} + R_r (I_r^{(d,q)})^T I_r^{(d,q)} \tag{II-15}$$

Equation dans lesquelles $R_{s,r}$ résistances du circuit électrique calculées ou mesurées et ramenées à la température du régime.

Dans le cas de la machine asynchrone, nous pouvons séparer les pertes par effet Joule en deux parties : pertes Joule statoriques ΔP_{Cu}^s et pertes Joule rotoriques ΔP_{Cu}^r :

$$\Delta P_{Cu}^s = R_s \left| \underline{i}_s \right|^2 = R_s (i_{sd}^2 + i_{sq}^2) \quad (II-16)$$

$$\Delta P_{Cu}^r = R_r \left| \underline{i}_r \right|^2 = R_r (i_{rd}^2 + i_{rq}^2) \quad (II-17)$$

2. Les pertes ferromagnétiques

Les pertes dans les circuits magnétiques regroupent les pertes fer (correspondent à une modification locale du mouvement des électrons liés au noyau qui modifie l'orientation des moments magnétiques des atomes associés sous l'effet d'une variation du champ magnétique appliqué), et les pertes par courants de Foucault (correspondent à un déplacement des électrons libres du matériau sous l'effet d'une variation de flux magnétique).

$$\Delta P_{Fe} = \Delta P_H + \Delta P_F \quad (II-18)$$

Dans l'approximation la plus courante, les pertes par hystérésis ΔP_H en W/Kg sont proportionnelles à la fréquence f et au carré du flux. Pour le stator on a:

$$\Delta P_{HS} = K_{HS} f_s \phi_s^2 \quad (II-19)$$

et pour le rotor:

$$\Delta P_{HR} = K_{HR} f_r \phi_r^2 \quad (II-20)$$

Les pertes par courants de Foucault ΔP_F en W/Kg diminuent quand l'épaisseur des tôles diminue et elles sont proportionnelles aux carrés de la fréquence et du flux, ainsi on a:

$$\Delta P_{FS} = K_{FS} f_s^2 \phi_s^2 \quad (II-21)$$

$$\Delta P_{FR} = K_{FR} f_r^2 \phi_r^2 \quad (II-22)$$

K_F et K_H sont caractéristiques du matériau (et fonction aussi du nombre de pôles des machines et du rapport $R_{interne}/R_{externe}$ de la couronne pour les pertes dans les culasses).

Expression des pertes fer

Suivant les schémas équivalents de la machine, on distingue différents modèles de pertes fer.

- Modèle A

Dans le cas de la machine asynchrone commandée en flux orienté, nous pouvons négliger les pertes par courants de Foucault et par hystérésis dans le rotor en raison des faibles fréquences du flux au rotor, ainsi il ne reste que les pertes dans le fer statorique qui peuvent être exprimées aussi par la relation suivante correspondant au schéma équivalent illustré sur la figure II.2 :

$$\Delta P_{Fe} = \Delta P_{Fe}^s = R_{Fe} \frac{\phi_r^2}{M_{sr}^2} \quad (II-23)$$

$$\text{Avec} \quad R_{Fe} = \frac{M_{sr}}{I_r} (K_H f_m + K_F f_m^2) \quad (II-24)$$

Où

R_{Fe} : Résistance représentant les pertes dans le fer,
 f_m : fréquence d'excitation du courant magnétisant.

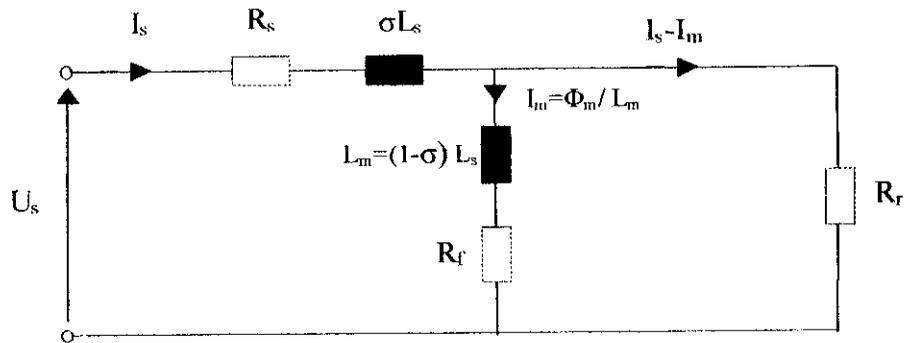


Fig. II.2. Schéma équivalent de la machine asynchrone (modèle classique)

- Modèle B

Un essai des pertes séparées permettra d'obtenir les pertes fer sous la forme suivante [Bastiani 01] :

$$\Delta P_{fe} = K_{fer} U_s^2 \tag{II-25}$$

En développant cette expression, nous obtenons :

$$\Delta P_{fe} = K_{fer} \left[(R_s i_s^d - \omega_s L_s i_s^q)^2 + (R_s i_s^q + \omega_s L_s i_s^d)^2 \right] \tag{II-26}$$

Dans la plupart des cas lorsque la vitesse de rotation devient importante, les chutes de tension dans les enroulements sont prépondérantes par rapports aux chutes de tension dues aux termes résistifs. Ainsi, les chutes de tensions ohmiques peuvent être négligées, ce qui revient à écrire la relation suivante:

$$\Delta P_{fe} = K_{fer} (\omega_s L_s)^2 (i_{sq}^2 + i_{sd}^2) \tag{II-27}$$

A partir de l'équation II-27, nous définissons une résistance équivalente fer appelée R_{fer} dont voici l'expression :

$$R_{fer} = K_{fer} (\omega_s L_s)^2 \tag{II-28}$$

- Modèle C

Les pertes fer peuvent être décrites aussi sous une autre forme suivant la figure II.3 :

$$\Delta P_{Fe} = R_{fer} I_{fe}^2 = R_{fer} \left[\frac{L_m \omega_s}{R_{fer}} I_m \right]^2 \tag{II-29}$$

ou encore :

$$\Delta P_{Fe} = R_{fer} \left[\frac{Z_{Lm}}{Z_{Lm} + R_{fer}} I_m \right]^2 \quad \text{où } Z_{Lm} \text{ est l'impédance au borne de } L_m$$

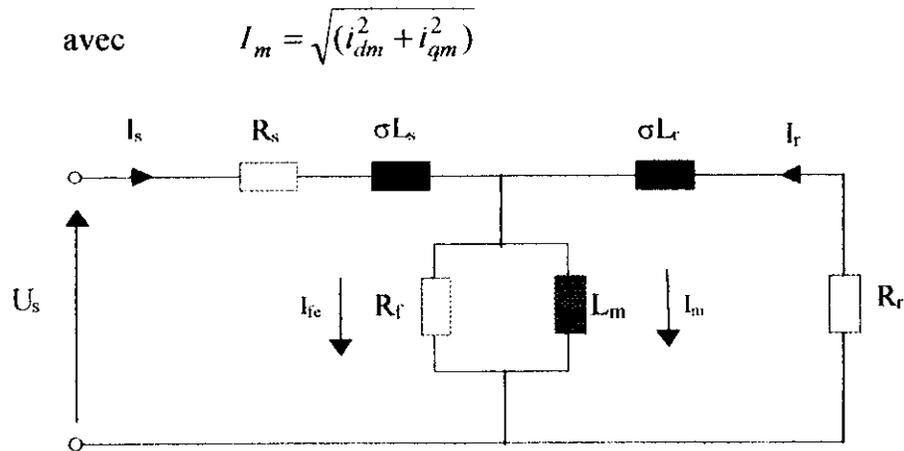


Fig. II.3. Schéma équivalent de la machine asynchrone (modèle parallèle)

3. Les pertes mécaniques

Les pertes mécaniques ΔP_m sont de deux types, pertes par frottements et pertes par ventilation.

a- Les pertes par frottements aux paliers sont approximativement proportionnelles à la vitesse.

b- Les pertes par ventilation sont proportionnelles au cube de la vitesse, le rotor entraîne un peu l'air dans le quel il tourne.

L'expression de la puissance mécanique est donnée par [Caron 95] :

$$\begin{aligned}
 P_m &= (\phi_{sd} i_{sq} - \phi_{sq} i_{sd}) \frac{d(\theta_s - \theta_r)}{dt} \\
 P_m &= \Omega C_{em} \\
 &= \frac{J}{2} \frac{d}{dt} (\omega^2) + f\omega^2 + \omega C_r
 \end{aligned}
 \tag{II-30}$$

II.2.6 Facteur de Puissance

Nous utiliserons la définition classique du facteur de puissance P.F, c'est à dire la relation entre la puissance active totale et la puissance apparente, en régime permanent :

$$\begin{aligned}
 P.F &= \frac{P_{at}}{\sqrt{P_{at}^2 + Q_{rt}^2}} \\
 P.F &= \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{Q_{rt}}{P_{at}}\right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{M}{C_{em}}\right)^2}}
 \end{aligned}
 \tag{II-31}$$

La minimisation de l'énergie magnétique du moteur, améliore donc le facteur de puissance de la machine.

II.3 Minimisation des pertes dans la machine asynchrone

II.3.1 Introduction

Le rendement de la machine est défini comme le quotient de la puissance de sortie mécanique à la puissance d'entrée électrique. Pour un point de fonctionnement donné, la puissance mécanique (étant le produit du couple et de la vitesse de rotation) est constante. Le rendement de la machine peut donc, être amélioré par réduction de la puissance d'entrée électrique par le moyen de minimisation des pertes totales.

Les études montrent que, dans la région à basse vitesse, il existe deux mécanismes distincts pour la réduction des pertes par la variation du niveau de flux [Kirschen 84] :

- Le flux doit être augmenté au-delà du nominal pour les valeurs importantes du couple,
- A faibles charges, le flux doit être diminué.

La réduction des pertes qui peut être obtenue par ajustement du niveau de flux dans la région à basse vitesse est plus significative pour les cas des faibles charges que pour les cas de grandes charges.

Les techniques permettant l'amélioration du rendement peuvent être divisées en deux Approches :

Approche heuristique, ce sont des méthodes non fondées sur un modèle, mais des méthodes de résolution de problème consistant en une suite d'essai donnant des résultats approchés. Appelées Search controllers (SCs), Elles sont basées sur la mesure de la puissance d'entrée en introduisant un algorithme de recherche du flux optimum, où le flux (ou les variables équivalents) est diminué jusqu'à ce que la puissance d'entrée électrique se maintienne à la plus faible valeur pour un couple et vitesse donnée. Cette approche ne nécessite pas la connaissance des paramètres de la machine, mais elle n'a pas de garantie de convergence pour n'importe quelle condition d'opération [Kirschen 85][Sul 88] [Famouri 91] [Moreira 91] [Kim 92] [Sousa 95].

Approche Analytique, ces méthodes possèdent l'avantage d'être utilisées directement en temps réel, puisque c'est une équation donnant la trajectoire optimale de la commande, ainsi qu'elles s'adaptent facilement aux applications avec couple méconnu à l'avance. Appelée Loss-Model Controller (LMC), Cette approche est basée sur le modèle des pertes, qui consiste à calculer les pertes en utilisant le modèle de la machine et la sélection du niveau de flux minimisant ces pertes, [Kusko 83] [Lorenz 92] [Garcia 94] [Mendes 95][Kioskeridis 96] [Canudas 97]. Mais elles sont moins robustes que les méthodes heuristiques, puisqu'elles exigent la connaissance exacte des paramètres de la machine qui changent considérablement avec la température, la saturation, et l'effet de peau. Pour atténuer cet inconvénient, on peut ajouter des mécanismes d'adaptation des paramètres.

La première approche, est simple et peut inclure tous les types de pertes, y compris les pertes de l'onduleur, tant que la puissance d'entrée du système est mesurée et utilisée dans l'algorithme d'optimisation. Cependant, elle est relativement lente due au processus de recherche. De l'autre côté, la deuxième approche, que nous utilisons dans notre étude, est généralement la plus rapide, mais dépend largement des paramètres de la machine, qui sont très difficile à obtenir d'une façon exacte.

La minimisation des pertes ou la maximisation du rendement de la machine asynchrone s'obtient en minimisant l'énergie consommée dans un intervalle de temps donné, en respectant les contraintes dynamiques de la machine.

Pour la machine asynchrone, on distingue différentes stratégies d'optimisation, suivant la sélection de la fonction mathématique à minimiser (la fonction de coût).

Dans cette partie, en se basant sur l'approche analytique, nous citerons les différentes stratégies possibles pour la minimisation des pertes, jusqu'à aboutir à des modèles simplifiés à l'étude. Nous développons les différentes fonctions objectives pour une minimisation des pertes totales en régime permanent [Baba 97], [Ramirez 97], [Wang 99], [Bastiani 01], [Leidhold 02].

Ainsi, on présentera deux grandes familles d'optimisation pour minimiser les pertes électromagnétique (Joule et fer). La première famille regroupe les méthodes d'optimisation du flux en fonction du couple électromagnétique, $\phi_r = f(C_{em})$, où trois méthodes ont été élaborées selon différentes fonctions objectives. La deuxième famille synthétise les méthodes d'optimisation selon une expression reliant les deux composantes du courant statoriques, $i_{ds} = f(i_{qs})$, en se penchant sur trois autres méthodes de minimisation de pertes.

II.3.2 Différentes Fonctions de coût pour minimisation des pertes

Pour la minimisation des pertes de la machine, on a le choix entre les commandes optimales à trouver qui minimisent un critère donné, en respectant des contraintes dynamiques de la machine.

Les variables de commande peuvent être, suivant la stratégie, des tensions statoriques $[V_s^{d*}, V_s^{q*}]^T$, des courants statoriques $[i_s^{d*}, i_s^{q*}]^T$, du couple électromagnétique C_{em}^* ou du flux rotorique ϕ_r^* .

En choisissant comme variables de commande les tensions statoriques, le problème d'optimisation revient à trouver la commande optimale $V_s^{(d,q)*} = [V_s^{d*}, V_s^{q*}]^T$, $\forall t \in [0, T]$, qui minimise :

$$J_1 = \int_0^T \left\{ r_1 (V_s^{(d,q)})^T V_s^{(d,q)} + q_1 (\Delta P_{Cu} + \Delta P_{Fe} + f\omega_m^2 + \omega_m C_r) \right\} dt \quad (II-32)$$

$$= \int_0^T L_1(C_r, i_s^{(d,q)}, \phi_r^{(d,q)}, \omega_m, V_s^{(d,q)}) dt \quad (II-33)$$

En respectant les contraintes dynamiques du moteur (Système I-3) :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_s^d}{dt} = -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{M_{sr}^2}{L_r T_r} \right) i_s^d + \omega_s i_s^q + \frac{M_{sr}}{\sigma L_s T_r L_r} \phi_r^d + \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r} \omega_m \phi_r^q + \frac{1}{\sigma L_s} V_s^d \\ \frac{di_s^q}{dt} = -\omega_s i_s^d - \frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{M_{sr}^2}{L_r T_r} \right) i_s^q - \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r} \omega_m \phi_r^d + \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r T_r} \phi_r^q + \frac{1}{\sigma L_s} V_s^q \\ \frac{d\phi_r^d}{dt} = \frac{M_{sr}}{T_r} i_s^d - \frac{1}{T_r} \phi_r^d + (\omega_s - \omega_m) \phi_r^q \\ \frac{d\phi_r^q}{dt} = \frac{M_{sr}}{T_r} i_s^q - (\omega_s - \omega_m) \phi_r^d - \frac{1}{T_r} \phi_r^q \\ \frac{d\omega_m}{dt} = \frac{p}{J} C_{em} - \frac{f}{J} \omega_m - \frac{p}{J} C_r \end{array} \right. \quad (\text{II-34})$$

Il s'agit d'une fonction de coût qui minimise la somme pondérée de la commande $U_s^{(d,q)}$ et l'énergie totale du moteur, équation (II-10).

Avec :

- $C_r(t)$ le couple de charge connu $\forall t \in [0, T]$, $i_s^{(d,q)}(0)$, $\phi_r^{(d,q)}(0)$, $\omega(0)$ donnés ;
- r_1 et q_1 sont des facteurs de pondération de la fonction de coût.

Dans ce problème, pour un certain intervalle de temps donné, nous voulons passer d'un point de fonctionnement spécifié de la machine vers un autre, en minimisant la fonction J_1 pendant cet intervalle.

Ce problème avec 5 états et 2 commandes n'est pas facile à résoudre analytiquement, mais on peut le simplifier en considérant que la vitesse du rotor est déjà définie par la référence d'une boucle externe de contrôle de vitesse, ce qui définit l'énergie mécanique et qu'alors, il n'est pas nécessaire de le prendre en compte pour l'optimisation [Ramirez 98].

Si on prend en compte la minimisation de l'énergie mécanique, il faudrait minimiser la somme pondérée de la commande C_{em} et l'énergie mécanique du système. Ce problème est une commande optimale pour des couples de charge spécifique ; sa solution définit la trajectoire désirée de couple $C_{em}^d = C_{em}^*$, qui devient une contrainte pour le problème simplifié qui suit. De ce fait la fonction de coût équation (II-32), à minimiser se réduit à une minimisation de :

$$J_2 = \int_0^T \left\{ r_2 (V_s^{(d,q)})^T V_s^{(d,q)} + q_2 (\Delta P_{Cu} + \Delta P_{Fe}) \right\} dt \quad (\text{II-35})$$

$$= \int_0^T L_2(C_{em}^d, i_s^{(d,q)}, \phi_r, \omega_m, V_s^{(d,q)}) dt \quad (\text{II-36})$$

En respectant les contraintes dynamiques du moteur :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_s^d}{dt} = -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{M_{sr}^2}{L_r T_r} \right) i_s^d + \left(p\omega_m + \frac{R_r C_{em}^d}{p \phi_r^2} \right) i_s^q + \frac{M_{sr}}{\sigma L_s T_r L_r} \phi_r^d + \frac{1}{\sigma L_s} V_s^d \\ \frac{di_s^q}{dt} = -\left(p\omega_m + \frac{R_r C_{em}^d}{p \phi_r^2} \right) i_s^d - \frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{M_{sr}^2}{L_r T_r} \right) i_s^q - \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r} \omega_m \phi_r^d + \frac{1}{\sigma L_s} V_s^q \\ \frac{d\phi_r^{ref}}{dt} = \frac{M_{sr}}{T_r} i_{ds}^{ref} - \frac{1}{T_r} \phi_r^{ref} \\ C_{em}^{ref} = C_{em}^d = \frac{p M_{sr}}{L_r} i_{qs}^{ref} \phi_r^{ref} \\ \frac{d\omega_m}{dt} = \frac{p}{J} C_{em} - \frac{f}{J} \omega_m - \frac{p}{J} C_r \end{array} \right. \quad (II-37)$$

Ici, nous avons exprimé la contrainte du glissement de l'équation (I-10), en termes de la contrainte de couple ; nous avons donc trois contraintes dynamiques pour l'état, et une contrainte algébrique pour le couple C_{em} .

Maintenant, nous simplifions le problème, en considérant les courants statoriques comme des variables de commandes ; nous redéfinissons donc la fonction de coût et utilisons le modèle d'orientation du flux pour représenter la dynamique du moteur.

Ceci nous amène à trouver la commande optimale $[u_1^*, u_2^*]^T = [i_s^{d*}, i_s^{q*}]^T$, $\forall t \in [0, T]$, qui minimise:

$$J_3 = \int_0^T \left\{ r_3 (i_s^{(d,q)})^T i_s^{(d,q)} + q_3 \phi_r^2 \right\} dt \quad (II-38)$$

$$= \int_0^T L(i_s^{(d,q)}, \phi_r) dt \quad (II-39)$$

$r_3 = \text{diag}\{r_{31}, r_{32}\} > 0$, $q_3 > 0$; en respectant les contraintes:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\phi_r}{dt} = -\frac{1}{T_r} \phi_r + \frac{M_{sr}}{T_r} u_1 \\ C_{em}^d = \frac{p M_{sr}}{L_r} \phi_r u_2 \end{array} \right. \quad (II-40)$$

En substituant la contrainte du couple (II-40), dans la fonction de coût (II-38), on peut trouver la commande optimale $u_1^* \forall t \in [0, T]$, qui minimise:

$$J_4 = \int_0^T \left\{ r_{31} u_1^2 + r_{32} \left(\frac{L_r C_{em}^d}{p M_{sr} \phi_r} \right)^2 + q_3 \phi_r^2 \right\} dt \quad (II-41)$$

$$= \int_0^T L_4(C_{em}^d, \phi_r, u_1) dt \quad (II-42)$$

En respectant la dynamique du flux:

$$\frac{d\phi_r}{dt} = -\frac{1}{T_r}\phi_r + \frac{M_{sr}}{T_r}u_1 \quad (\text{II-43})$$

Alors, nous avons un problème d'optimisation avec un état ϕ_r , une seule commande u_1 et une fonction de coût dépendant du temps et non quadratique en l'état ; nous remarquons que dans cette formulation, l'état ϕ_r est strictement positif.

Les fonctions coût J_3 et J_4 visent à trouver la commande U^* , notons que cette commande est seulement fonction du couple et de l'état optimal ϕ_r^* .

II.3.3 Minimisation des pertes à niveau de flux variable

Dans la commande vectorielle à flux nominal, le fait de maintenir le flux constant à sa valeur nominale nous permet d'obtenir le couple maximum délivrable par le moteur en un minimum de temps. A cet avantage s'ajoute la simplicité de la commande, parce qu'un seul courant est ainsi variable. De ce fait, pour réguler le couple on n'a qu'à contrôler le courant statorique I_s^q .

Cependant, à ces avantages du point de vu des performances dynamiques, il faut opposer le fonctionnement non optimal vis-à-vis d'autres critères, tels que les pertes, le courant absorbé, le facteur de puissance ou le rendement de la machine. Afin d'obtenir une commande qui assure de bonnes performances dynamiques et qui nous permette à la fois d'optimiser un critère énergétique, nous proposons d'appliquer la commande vectorielle à niveau de flux variable.

En effet, le couple électromagnétique à imposer par la commande est défini dans le système (I-6) par le produit de deux variables, qui sont le flux ϕ_r et le courant I_{qs} . Nous gagnons alors avec la commande à flux variable un degré de liberté, à savoir le niveau de flux, puisque seul le produit des deux grandeurs (courants et flux) est imposé pour assurer le couple. Ceci nous permet d'optimiser un critère supplémentaire en ne dégradant pas significativement les performances dynamiques [Baba 97].

II.3.3.1 Mécanisme de réduction du flux

Le phénomène du mécanisme de réduction de flux peut être expliqué en utilisant le circuit complet de la machine, ainsi avec :

- Les pertes fer peuvent être minimisées en utilisant un possible flux minimal correspondant à un couple et vitesse donnés. Les pertes Joule statoriques dues au courant magnétisant sont par conséquent minimisées. Le flux peut être réduit par diminution de I_{ds} .

- Puisque, sous la commande vectorielle, le couple électromagnétique est proportionnel au produit du flux rotorique et I_{qs} , afin de maintenir le même couple avec un flux rotorique réduit, ce courant I_{qs} doit être augmenté.

- Le courant I_{ds} diminue quand le courant I_{qs} augmente, cependant, le courant statorique total est réduit menant à une diminution des pertes Joule statoriques et une

faible augmentation des pertes Joule rotoriques. En résultat, l'équilibre optimal entre les pertes fer et pertes Joule est obtenu après le processus d'ajustement.

Le principe de réduction de pertes par adaptation du flux est expliqué par la figure (II-4), qui décrit un diagramme vectoriel pour des faibles charges du moteur pour trois différents niveaux du flux rotorique.

Le couple électromagnétique est fonction du flux dans l'entrefer et du courant rotorique I_r par, [Jelassi 91] :

$$C_{em} = K \phi_r I_r = K' I_m I_r$$

Le couple développé, représenté par la surface hachurée de la figure (II-4), est le même pour les trois cas. A flux nominal, figure (II-4-a), le courant au stator est grand et le courant au rotor est petit, d'où les pertes fer et pertes Joule statoriques sont élevées tandis que les pertes Joule rotoriques sont faibles. Sur la figure (II-4-b), le flux rotorique est réduit de 50% de sa valeur nominale et le courant au rotor est doublé. Ceci réduit initialement les pertes Joule statoriques et les pertes fer, en augmentant les pertes Joule rotoriques. Mais éventuellement les pertes Joule au stator commencent à augmenter, ainsi pour une charge donnée il y a un rapport entre le courant magnétisant et le courant au rotor qui produit le minimum des pertes totales.

Au total, les pertes du moteur de la figure (II-4-b) sont plus faibles que celles de la figure (II-4-a).

Si le flux au rotor est réduit encore plus, figure (II-4-c), les pertes fer sont encore réduites, mais les pertes Joule au rotor et au stator augmentent encore.

La machine est conçue pour fonctionner au voisinage de la charge nominale, mais à des faibles charges, il y a un excès de magnétisation correspondant à un I_m grand et un I_r petit. Les pertes totales peuvent être réduites en minimisant I_m et en augmentant I_r . En conclusion, pour une charge donnée il existe un niveau de flux qui minimise les pertes du moteur. Le flux optimal dépend principalement du couple de charge. Les courants i_{qs} et i_{ds} sont respectivement comparables aux courants I_r et I_m .

L'effet de variation de chaque variable sur les trois types de pertes est comme suit :

$$\phi_r \rightarrow \Delta P_{Fe} \quad , \quad I_r \rightarrow \Delta P_{Cu}^r \quad , \quad I_s \rightarrow \Delta P_{Cu}^s$$

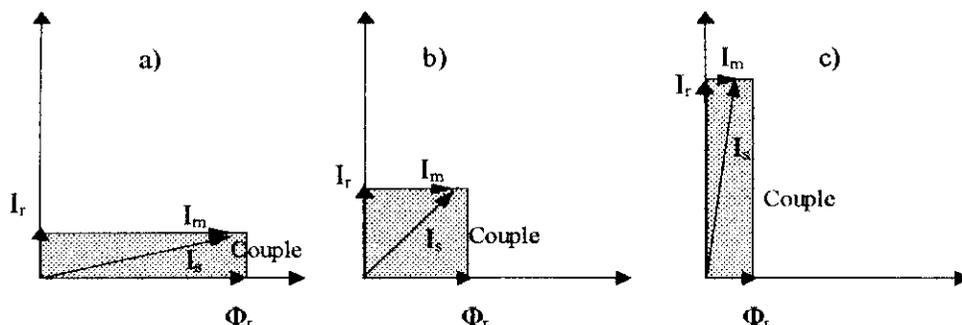


Fig. II.4. Diagramme vectoriel du couple développé pour des faibles charges à différents niveaux de flux

II.3.3.2 Optimisation du flux pour une minimisation de pertes Joule $\phi_r = f(C_{em})$

L'optimisation du flux pour une minimisation de l'énergie en régime permanent consiste à trouver la trajectoire du flux optimal $\phi_r^o > 0$, $\forall t \in [0, T]$, qui minimise la fonction de coût:

$$J_5 = \int_0^T \left\{ r \frac{L_r^2}{R_r^2 M_{sr}^2} (\dot{\phi}_r + \frac{R_r}{L_r} \phi_r)^2 + r \frac{L_r^2}{p^2 M_{sr}^2} \frac{C_{em}^{*2}}{\phi_r^2} + q \phi_r^2 \right\} dt \quad (II-44)$$

$$= \int_0^T L_5(C_{em}^*(t), \phi_r, \dot{\phi}_r) dt \quad (II-45)$$

Une fois calculée la trajectoire du flux optimal ϕ_r^o , la commande optimale (u_1^o , u_2^o) est calculée en utilisant les équations:

$$u_1^o = \frac{L_r}{R_r M_{sr}} (\dot{\phi}_r^o + \frac{R_r}{L_r} \phi_r^o) \quad (II-46)$$

$$u_2^o = \frac{L_r}{p M_{sr}} \frac{C_{em}^*(t)}{\phi_r^o}$$

La méthode d'optimisation consiste à minimiser la somme des pertes ΔP_i en régime permanent tout en imposant le couple nécessaire défini par le régulateur de vitesse.

En régime permanent ($\dot{C}_{em}^*(t) = 0$, $\dot{\phi}_r(t) = 0$), la fonction du coût (II-45) dépend seulement de ϕ_r ; alors le problème de minimisation se simplifie à l'énoncé suivant:

A partir de la fonction du coût J_5 (équation II-44), et étant donné le couple désiré C_{em}^* constant, trouver le flux optimal permanent ϕ_r^o , qui minimise :

$$L(\phi_r) = \left(\frac{r}{M_{sr}^2} + q \right) \phi_r^2 + r \frac{L_r^2}{p^2 M_{sr}^2} \frac{C_{em}^{*2}}{\phi_r^2} \quad (II-47)$$

Pour résoudre ce problème, nous faisons appel aux outils de calcul différentiel ; le flux optimal ϕ_r^o s'obtient en résolvant :

$$\frac{\partial L_5(\phi_r)}{\partial \phi_r} = 2 \left(\frac{r}{M_{sr}^2} + q \right) \phi_r^o - 2r \frac{L_r^2}{p^2 M_{sr}^2} \frac{C_{em}^{*2}}{(\phi_r^o)^3} = 0 \quad (II-48)$$

Alors :

$$\phi_r^o = \pm \left(\frac{L_r^2}{p^2 + \frac{q}{r} p^2 M_{sr}^2} \right)^{1/4} \sqrt{|C_{em}^*|} \quad (II-49)$$

La seule solution admissible est :

$$\phi_r^o = \alpha \sqrt{|C_{em}^*|}, \quad \text{avec} \quad \alpha = \left(\frac{L_r^2}{p^2 + \frac{q}{r} p^2 M_{sr}^2} \right)^{1/4} \quad (II-50)$$

Les facteurs de pondération q et r sont choisis de façon à avoir une meilleure minimisation des pertes.

Il faut noter que $L_5(\phi_r^o)$ est un minimum car $\frac{\partial^2 L_5(\phi_r^o)}{\partial \phi^2} > 0, \quad \forall \phi_r > 0.$

II.3.3.2.1 Fonctionnement à niveau de flux variable

Lors d'un fonctionnement à flux variable, le flux variera de façon à ce qu'il reste optimal vis-à-vis d'un certain critère à minimiser ou à maximiser (ici minimisation des pertes). Mais cette variation doit être limitée. Il est inutile pour la valeur maximale de ce flux, de monter au-delà de la valeur nominale afin de ne pas saturer excessivement la machine, donc nous avons déjà :

$$\phi_r^{\max} = \phi_r^{\text{nom}} \quad (II-51)$$

Et pour la valeur minimale qu'on impose au niveau du flux, elle ne peut pas être nulle, puisque de toute façon le niveau de flux ne sera pas nul pratiquement dans la machine. Pour arriver à une limitation minimale du niveau du flux, nous tenons compte de l'étude présentée dans [Baba 97], en déterminant cette limitation de façon à éviter les grandes variations des paramètres utilisés dans notre commande, ainsi nous posons :

$$\phi_r^{\min} = 20\% \phi_r^{\text{nom}} \quad (II-52)$$

Donc la plage de variation de flux dans la machine pour le fonctionnement à niveau de flux variable sera:

$$\phi_r^* = \begin{cases} \phi_r^{\text{nom}} & \text{si } \phi_r^{\text{opt}} > \phi_r^{\text{nom}} \\ \phi_r^{\text{opt}} & \text{si } \phi_r^{\min} < \phi_r^{\text{opt}} < \phi_r^{\text{nom}} \\ \phi_r^{\min} & \text{si } \phi_r^{\text{opt}} < \phi_r^{\min} \end{cases} \quad (II-53)$$

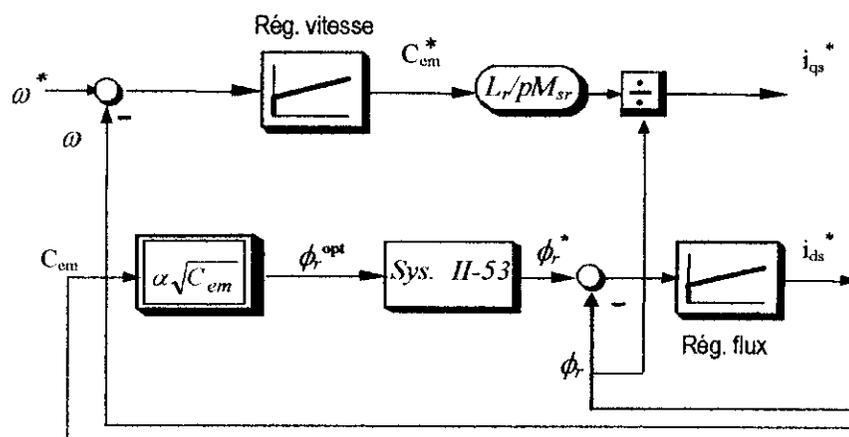


Fig. II.5. Principe de la commande optimale avec variation du flux

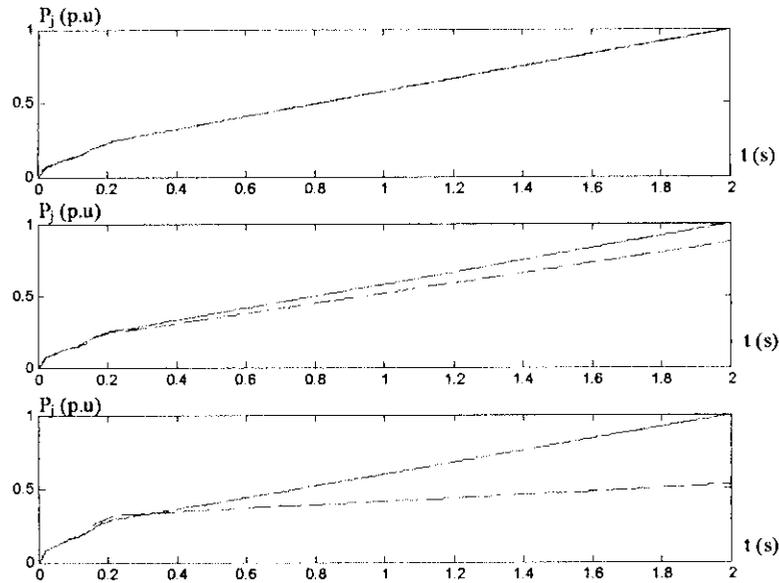


Fig. II.6. Simulation de la minimisation des pertes Joule Charge $C_r=10, 5, 1$ N.m, comparaison avec méthode à flux nominal

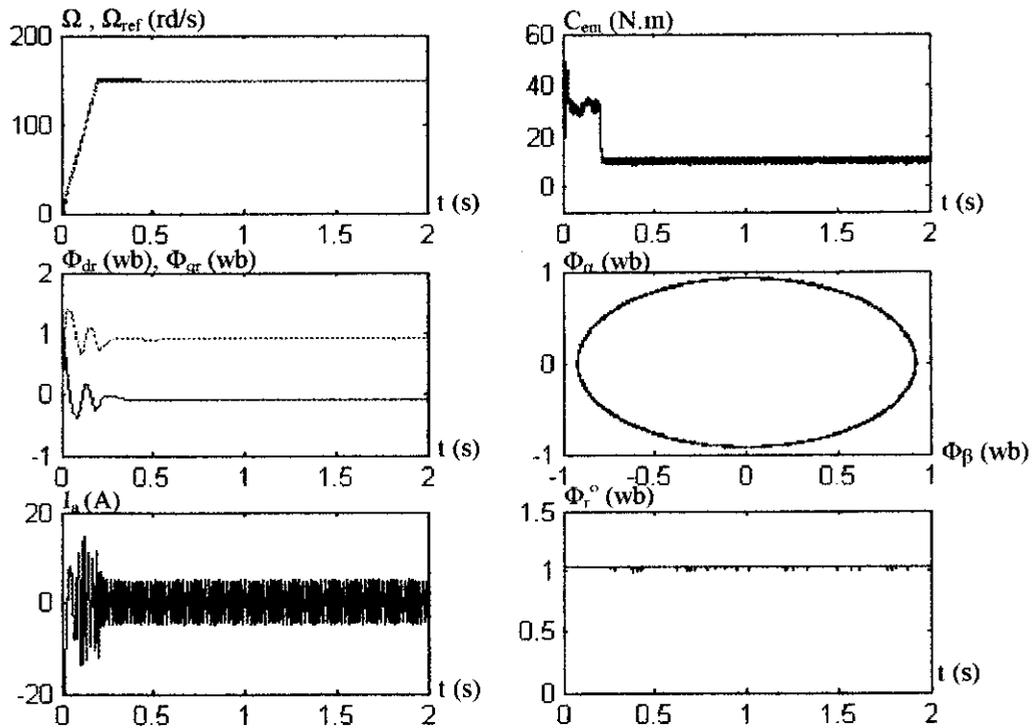


Fig. II.7. Simulation de la commande optimale à variation du flux, ($C_r=10$ N.m)

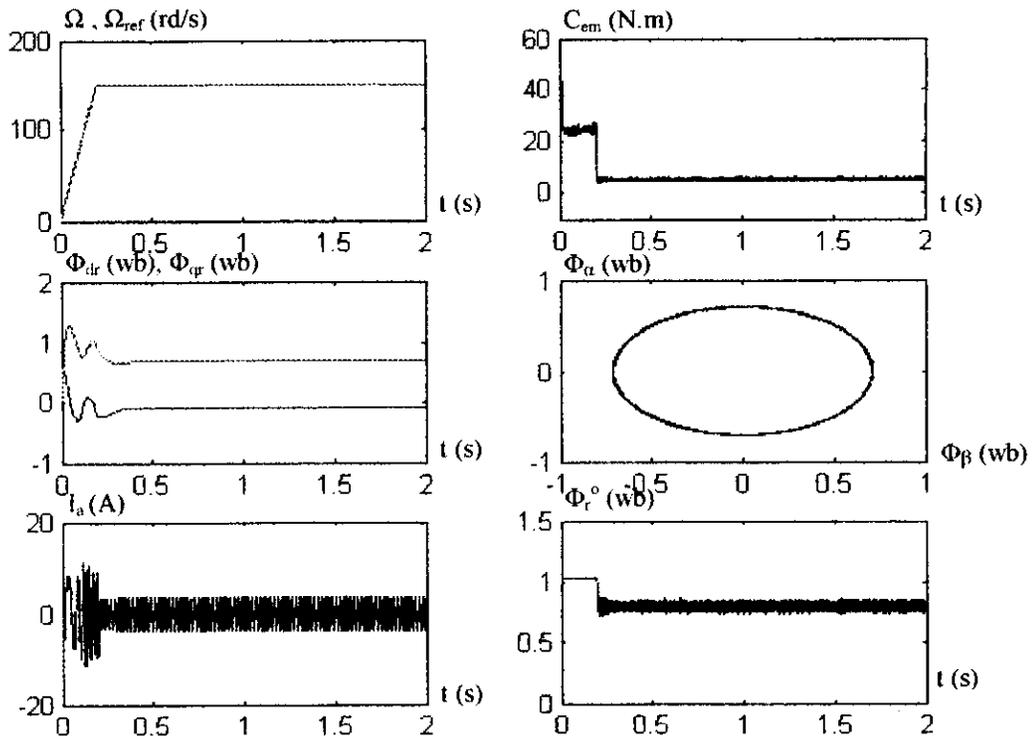


Fig. II.8. Simulation de la commande optimale à variation du flux, ($C_r= 5$ N.m)

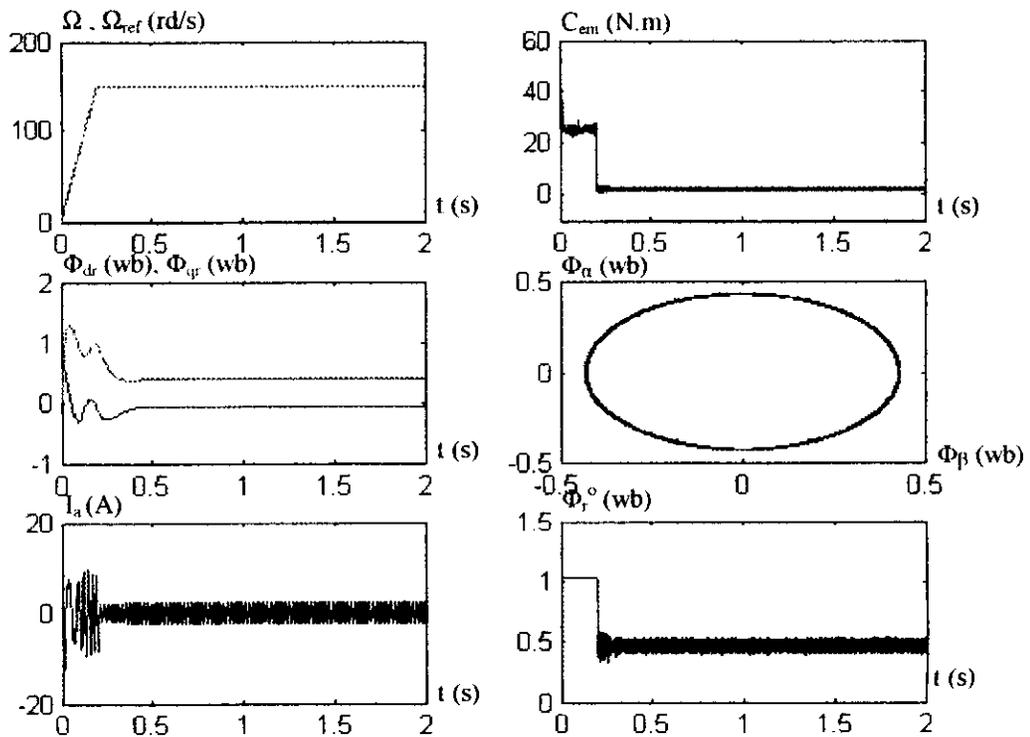


Fig. II.9. Simulation de la commande optimale à variation du flux, ($C_r= 1$ N.m).

II.3.3.2 Résultats de simulation

Pour démontrer l'efficacité de la méthode d'optimisation, nous la comparons avec la méthode classiquement utilisée pour commander la machine asynchrone à flux orienté. Sur la figure II.6 sont donc présentés les sommes des pertes de la machine obtenues par ces deux méthodes.

Nous remarquons facilement que pour notre méthode d'optimisation les pertes Joule en régime permanent sont moins importantes par rapport à celles du flux nominal, cependant les pertes en régime transitoire sont plus grandes que celles avec la méthode à flux nominal.

Selon l'application de différentes valeurs de la charge, nous remarquons que la méthode de variation du flux est plus efficace pour les faibles charges, puisque d'après la figure II.6, les pertes Joule diminuent considérablement en allant vers les charges de 5 N.m et 1 N.m.

Les figures II.7 à II.9 présentent la simulation de la commande optimale à variation du flux, pour l'application des charges 10 N.m, 5 N.m et 1 N.m, on peut remarquer les bonnes performances dynamiques de la vitesse et du couple. Le flux optimal tend à diminuer lorsque les charges appliquées deviennent faibles, puisque si le flux reste constant, cela est vrai pour la commande à flux nominal, les pertes de puissances augmentent considérablement, donc le flux optimal ici compense la diminution des charges pour contrer les pertes excessives.

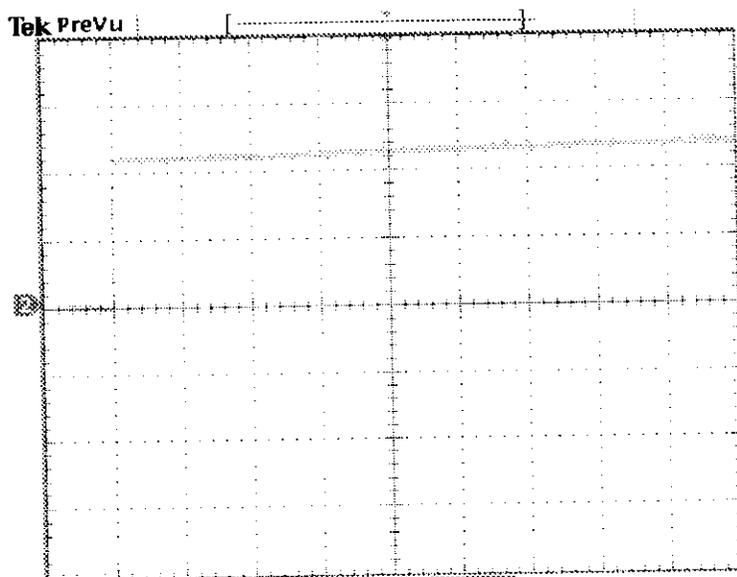
II.3.3.3 Résultats expérimentaux

Pour vérifier les résultats de simulation et de juger la faisabilité et la qualité de contrôle, nous avons effectué des essais expérimentaux sur la minimisation des pertes Joule par la méthode de variation de flux.

Le travail expérimental a été effectué au laboratoire d'entraînement des machines électriques (EMAD) à l'université de Wuppertal, en Allemagne, sous la direction des professeurs J. Holtz et R. Kennel.

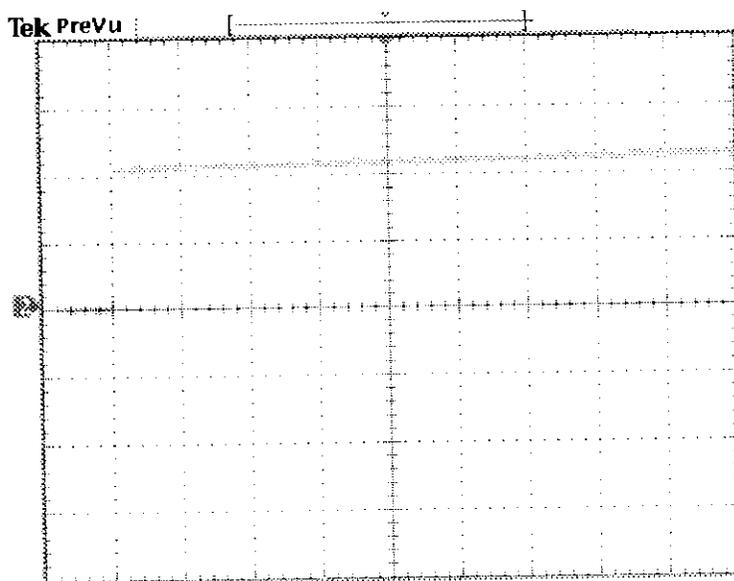
Dans cette partie, on remarque que les résultats expérimentaux, figures II.10 à II.13, sont semblables aux résultats trouvés par simulation, figure II.6.

Pour la minimisation des pertes en Joule, une comparaison a été faite à flux nominal et flux optimal, figures II.10 et II.11, et les pertes en Watts dans les figures II.12 et II.13, alors que pour les grandeurs couple électromagnétique, vitesse et flux variable, on retrouve les mêmes courbes tracées par simulation dans les figures expérimentales, II.14 et II.15.



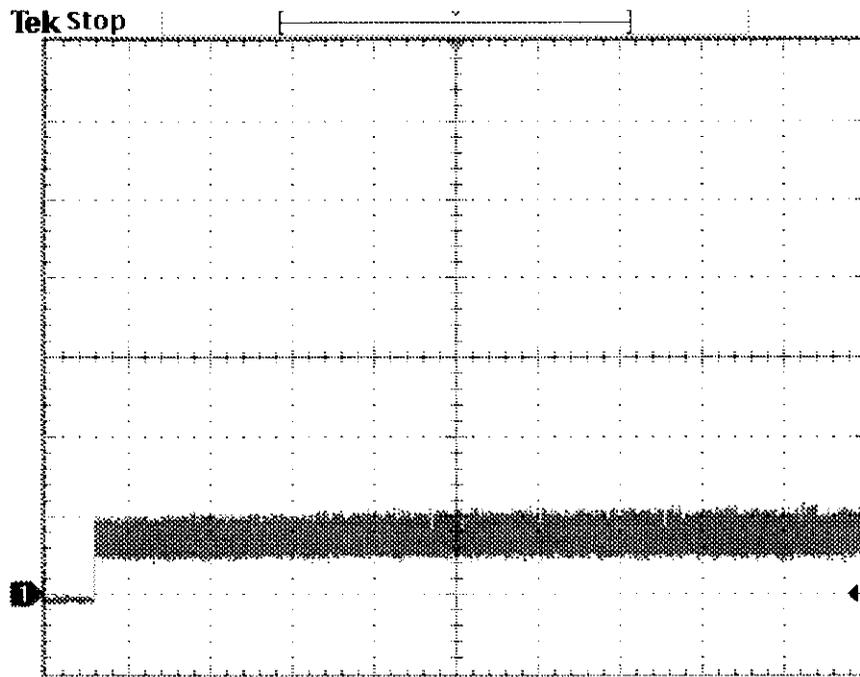
(1 s /div., 300 J/div.)

Fig. II.10. Résultat expérimental des pertes (J) à flux nominal



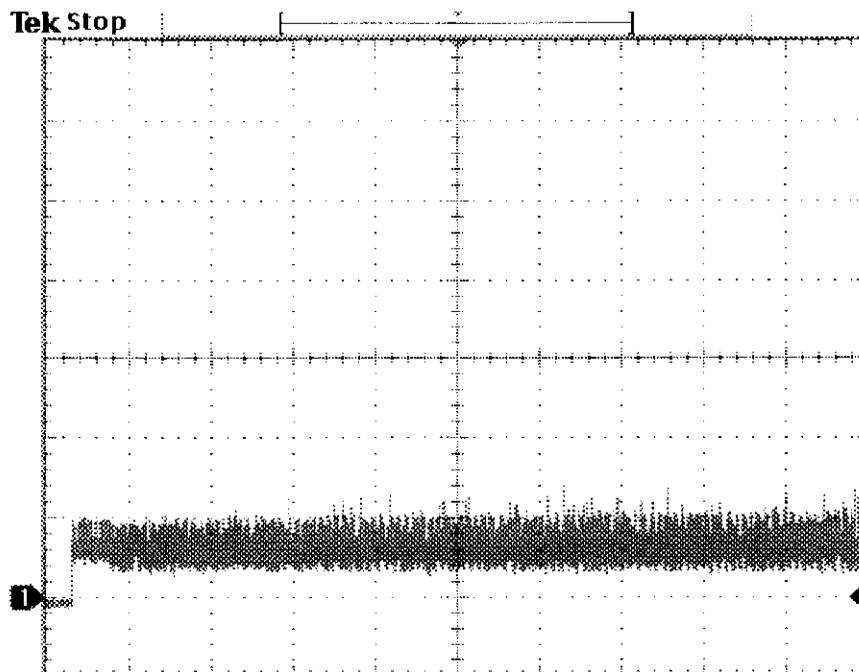
(1 s /div., 300 J /div.)

Fig. II.11. Résultat expérimental des Pertes (J) à flux optimal



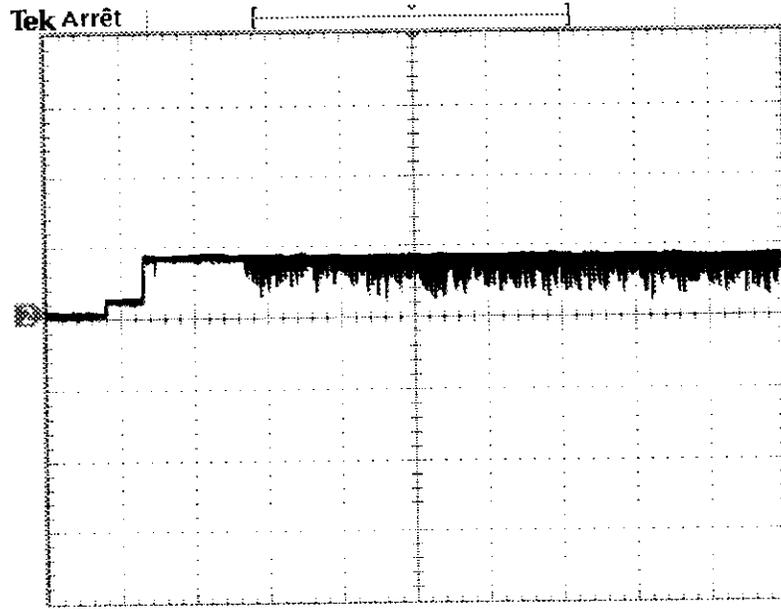
(1 s/div., 100 W/div.)

Fig. II.12. Résultat expérimental des pertes (W) à flux nominal



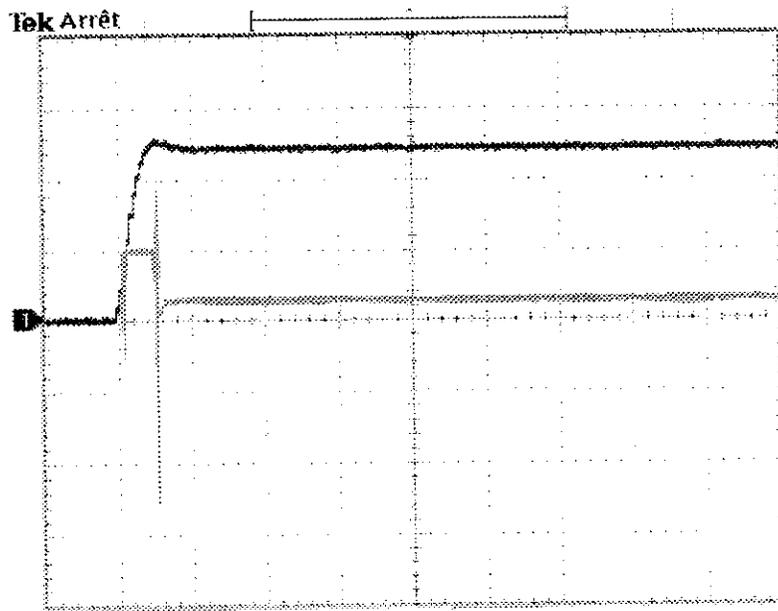
(1 s/div., 100 W/div.)

Fig. II.13. Résultat expérimental des pertes (W) à flux optimal



(1 s /div., 1 wb./div.)

Fig. II.14. Résultat expérimental de la variation du flux optimal



(0.2 s /div., 5 N.m/div., 20 r.p.m./div.)

Fig. II.15. Résultat expérimental à flux optimal de la vitesse et du couple électromagnétique

II.3.3.3 Optimisation du flux pour une minimisation de pertes Joule et Fer

$$\phi_r = f(C_{em})$$

Afin d'avoir un degré de liberté, nous sommes passés au fonctionnement à flux variable, ce qui nous permet de minimiser un critère énergétique.

Le critère qui tien compte des pertes par effet Joule et des pertes dans le fer de la machine fait l'objet d'étude dans cette partie.

Suivant le modèle A du circuit équivalent de la figure II.2, la somme des pertes fer et pertes Joule est donnée par l'équation suivante:

$$Pertes = \Delta P_t = \Delta P_{Cu}^s + \Delta P_{Cu}^r + \Delta P_{Fe}^A \quad (II-54)$$

Avec :

$$\Delta P_{Cu}^s = R_s (i_{sd}^2 + i_{sq}^2) \quad , \quad \Delta P_{Cu}^r = R_r (i_{rd}^2 + i_{rq}^2) \quad (II-55)$$

$$\Delta P_{Fe} = \Delta P_{Fe}^s = R_f \left(\frac{\phi_r}{M_{sr}} \right)^2 \quad (II-56)$$

Les courants rotoriques s'expriment par :

$$i_{dr} = \frac{\phi_{dr} - M_{sr} i_{ds}}{L_r} \quad , \quad i_{qr} = \frac{\phi_{qr} - M_{sr} i_{qs}}{L_r} \quad (II-57)$$

En exprimant les courant rotoriques ci-dessus en fonction des composantes du courant statorique dans l'expression des pertes Joule rotoriques, avec $\phi_{qr} = 0$, $\phi_{dr} = \phi_r$ nous aurons :

$$\Delta P_{Cu}^r = \frac{R_r M_{sr}^2}{L_r^2} \left[\left(\frac{\phi_r}{M_{sr}} - i_{sd} \right)^2 + i_{sq}^2 \right] \quad (II-58)$$

La somme des pertes Joule et fer en fonction du flux rotorique et courants statoriques est donnée par :

$$\Delta P_t = \left(R_s + \frac{R_r M_{sr}^2}{L_r^2} \right) (i_{sd}^2 + i_{sq}^2) + \left(\frac{R_r M_{sr}^2}{L_r^2} + R_f \right) \left(\frac{\phi_r}{M_{sr}} \right)^2 - 2 \frac{R_r M_{sr}}{L_r^2} i_{sd} \phi_r \quad (II-59)$$

A partir des équations (I-7) et (I-8), les courants statoriques à flux orienté en régime permanent sont donnés par:

$$i_s^d = \frac{1}{M_{sr}} \phi_r \quad , \quad i_s^q = \frac{L_r}{p M_{sr}} \frac{C_{em}}{\phi_r} \quad (II-60)$$

La somme des pertes en fonction des seuls courants statoriques s'écrit :

$$\Delta P_t = \left(R_s + R_f \right) i_{ds}^2 + \left(R_s + \frac{R_r M_{sr}^2}{L_r^2} \right) i_{qs}^2 \quad (II-61)$$

En éliminant les courants statoriques i_{ds} et i_{qs} dans (II-61), l'expression des pertes devient:

$$\Delta P_t = \beta_1 \phi_r^2 + \beta_2 \frac{C_{em}^2}{\phi_r^2} \tag{II-62}$$

avec :

$$\beta_1 = \frac{(R_s + R_f)}{M_{sr}^2}, \quad \beta_2 = \frac{L_r^2 R_s + R_r M_{sr}^2}{p^2 M_{sr}^2}$$

On constate que l'expression des pertes totales (II-62), en supposant que les résistances et les inductances restent invariables, est fonction seulement de deux variables, le flux et le couple électromagnétique. Nous pourrions donc déduire le minimum des pertes en introduisant une relation entre ces deux grandeurs.

Le flux optimal assurant le minimum de pertes est obtenu en dérivant l'expression des pertes dans l'équation (II-62), et en résolvant l'équation suivante:

$$\frac{\partial(\Delta P_t)}{\partial \phi_r} = 0 \tag{II-63}$$

L'expression du flux optimal en fonction du couple est donc donnée par:

$$\phi_r^{opt} = \beta \sqrt{|C_{em}|} \quad \text{avec :} \quad \beta = \left(\frac{\beta_2}{\beta_1} \right)^{1/4} \tag{II-64}$$

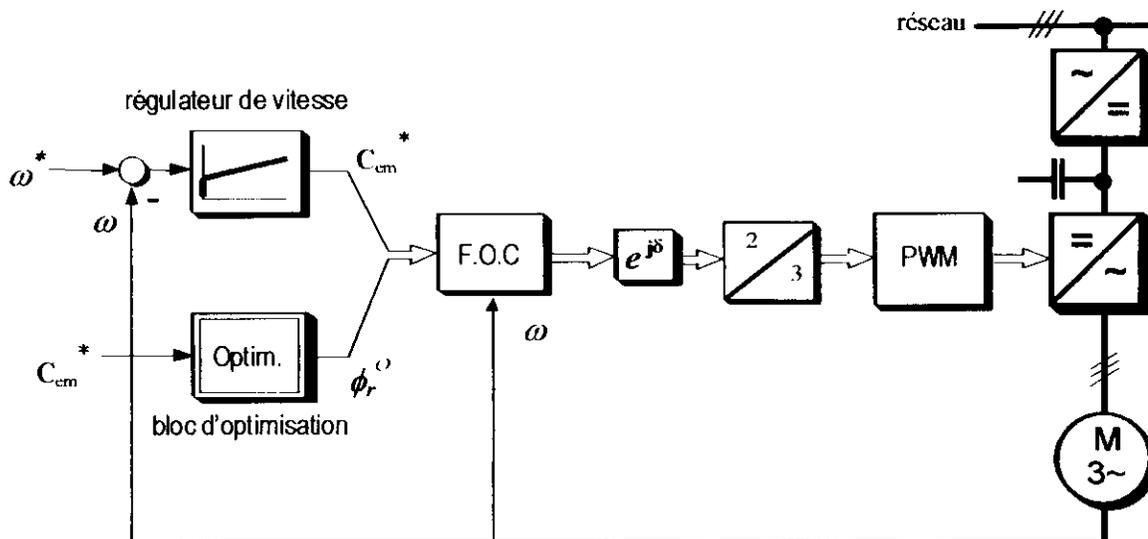


Fig. II.16. Schéma fonctionnel de l'optimisation de la commande vectorielle indirecte d'une machine asynchrone

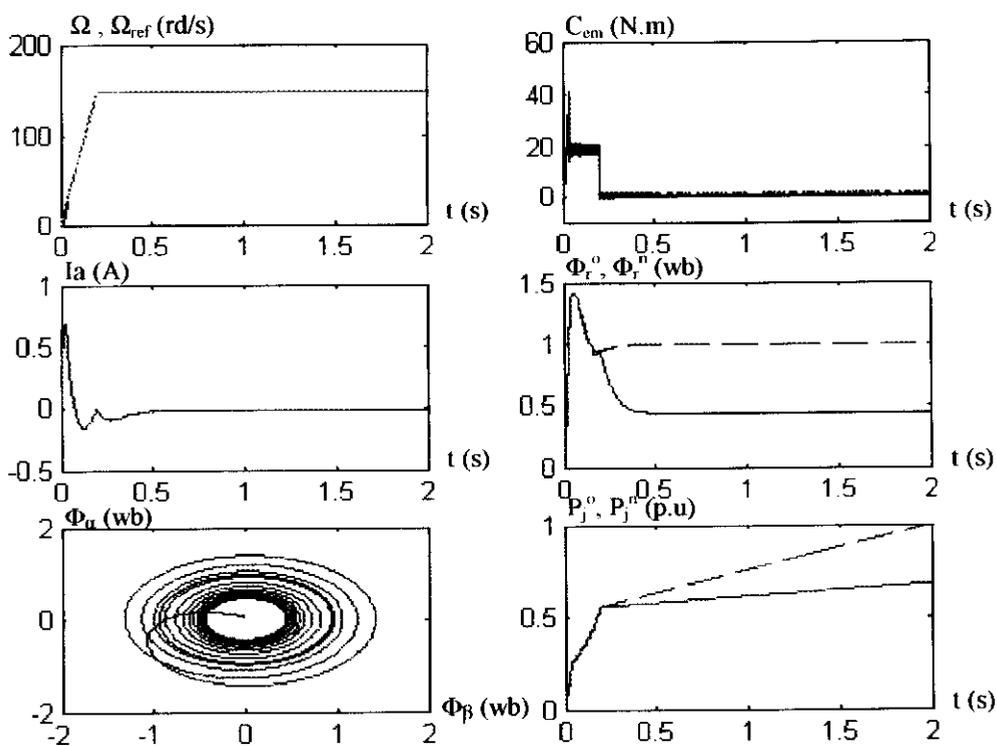


Fig. II.17. Simulation de la minimisation de pertes Joule, application de $C_r=1N.m$
 Comparaison des pertes et flux (nominale & optimale)

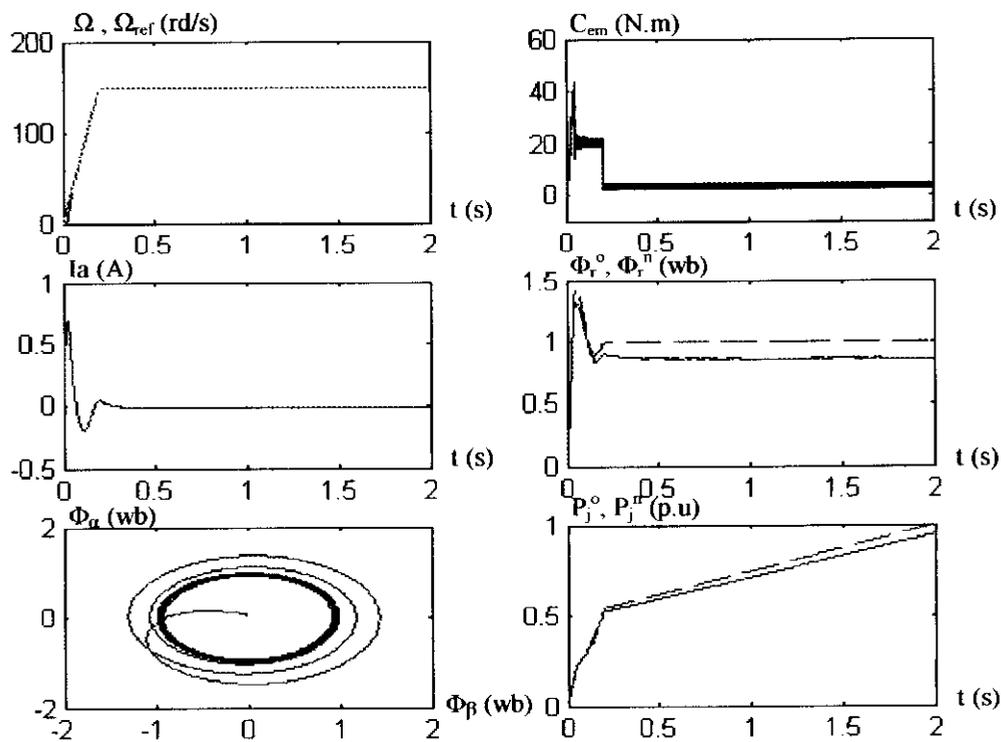


Fig. II.18. Simulation de la minimisation de pertes Joule, application de $C_r=5N.m$
 Comparaison des pertes et flux (nominale & optimale)

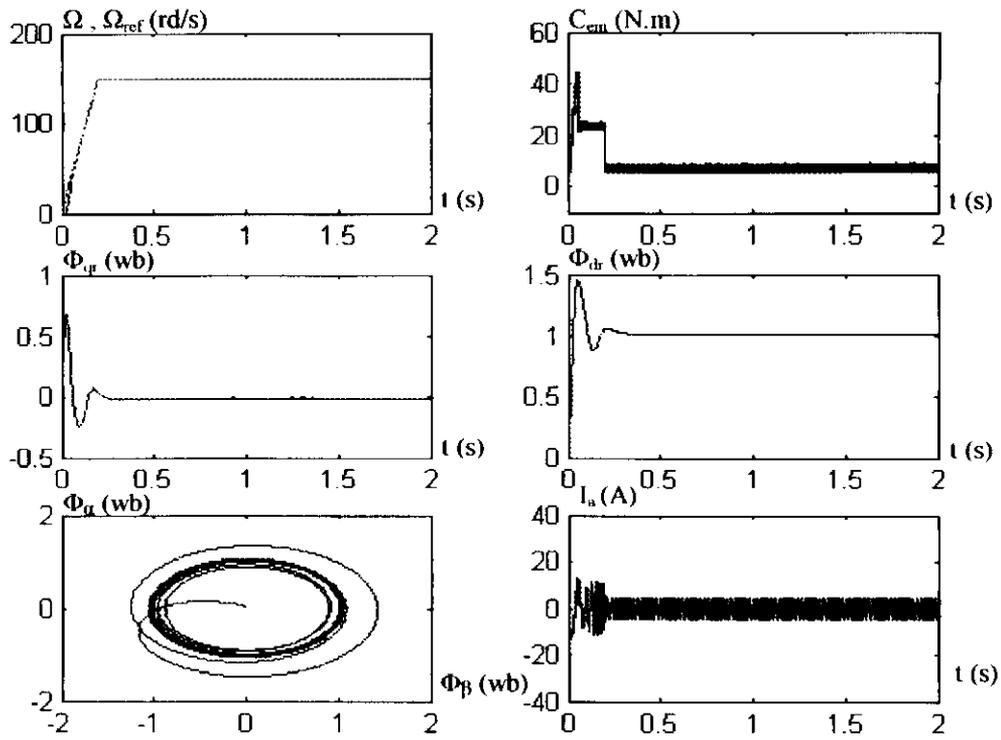


Fig. II.19. Simulation de l'optimisation flux, pour une charge nominale ($C_r=10N.m$)

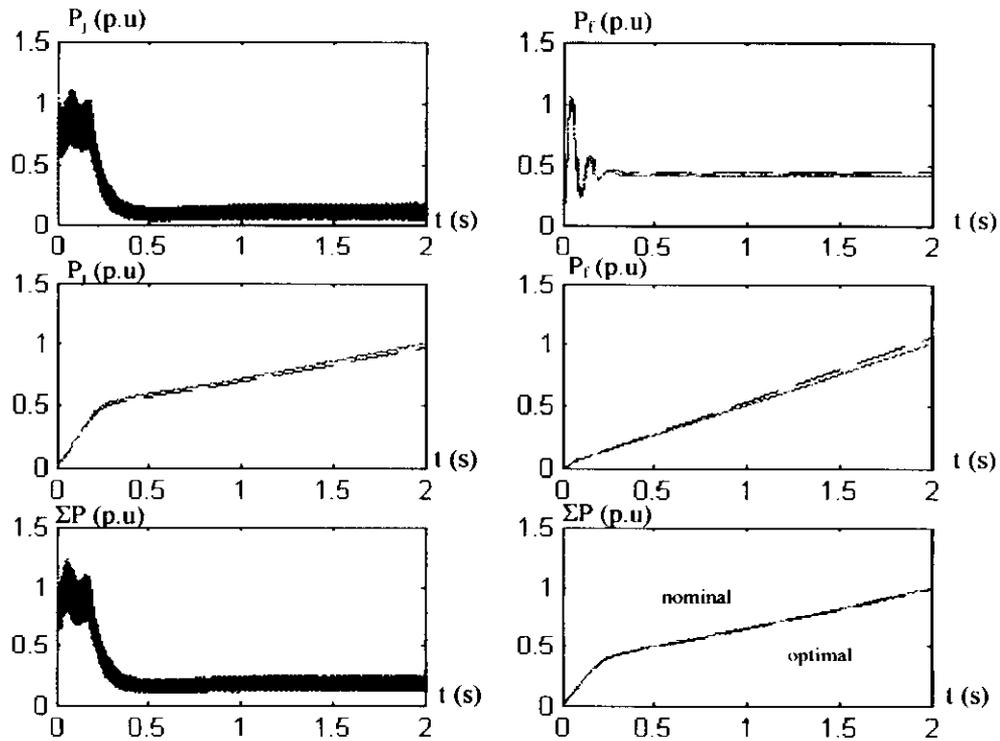


Fig. II.20. Comparaison des pertes en fonctionnement nominale et optimale, Pour une charge nominale ($C_r=10 N.m$)

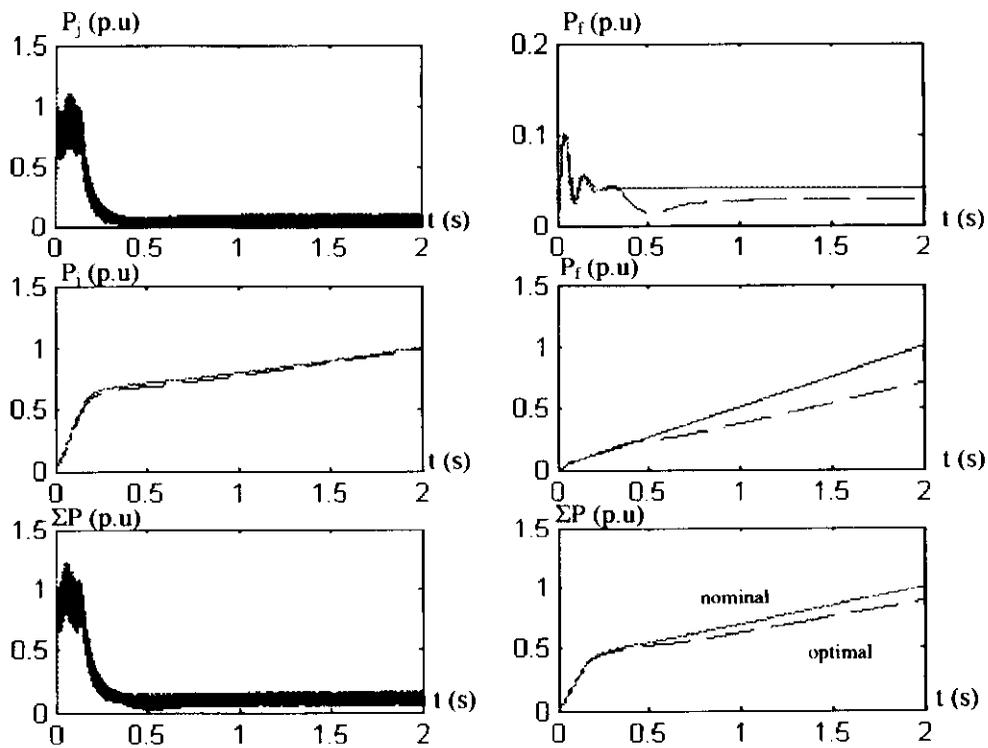


Fig. II.21. Comparaison des pertes en fonctionnement nominal et optimal, Pour une charge ($C_r=5$ N.m)

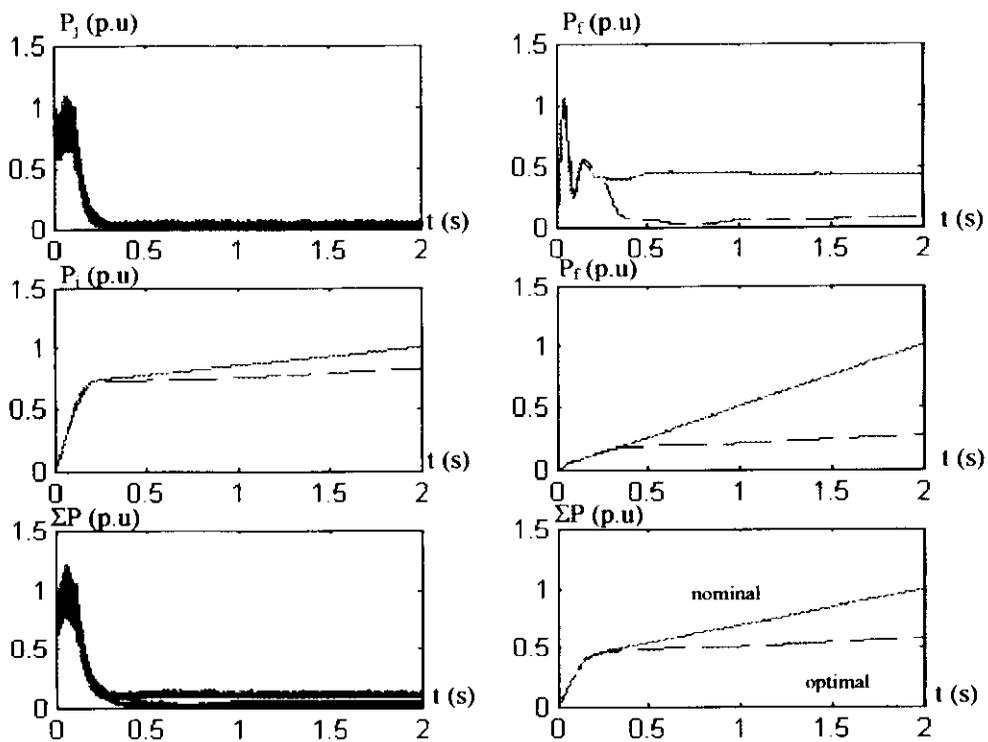


Fig. II.22. Comparaison des pertes en fonctionnement nominal et optimal, Pour une faible charge ($C_r=1$ N.m)

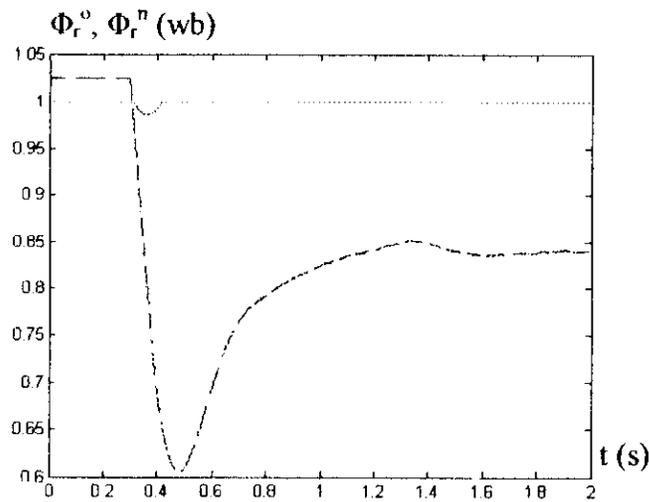


Fig. II.23. Flux optimal et nominal
Pour une charge de $C_r=5$ N.m

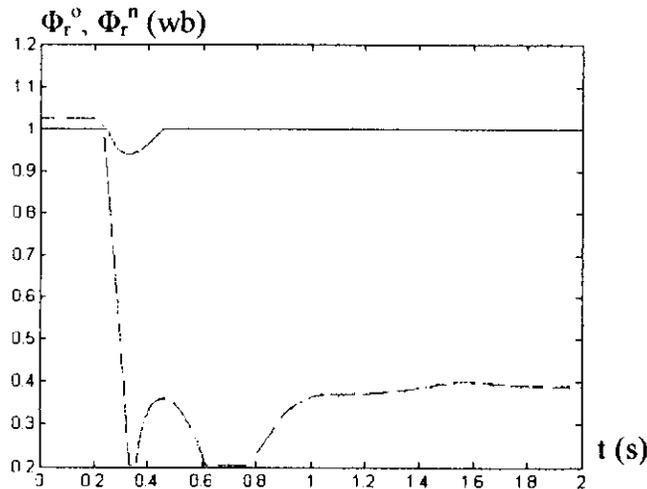


Fig. II.24. Flux optimal et nominal
Pour une faible charge ($C_r=1$ N.m)

II.3.3.3.1 Résultats de simulation

La simulation de la variation de l'état magnétique pour une minimisation des pertes Joule et fer est donnée sur les figures II.17 à II.19, on remarque bien que cette méthode permet une diminution des pertes en régime établi. Les figures II.20 à II.22 représentent les graphes des pertes Joule et fer en régime nominal et optimal pour différentes applications de faibles charges. Nous constatons toujours que lors de réduction des couples de charges, cette méthode devient plus efficace et elle compense l'excès de pertes par une diminution de flux rotorique (figures II.23, II.24).

II.3.3.4 Minimisation des pertes Joule et Fer suivant $\phi_r = f(\omega_s, C_{em})$

En plus des pertes Joule, nous travaillons maintenant avec le modèle C des pertes fer, du schéma équivalent parallèle de la machine asynchrone, figure II.3, en vue d'une minimisation de ces pertes selon le flux variable fonction du couple électromagnétique et de la pulsation statorique.

Les pertes totales en prenant comptes des pertes Joule et fer peuvent être exprimées par :

$$Pertes = \Delta P_t = \Delta P_{Cu}^s + \Delta P_{Cu}^r + \Delta P_{Fe}^C \quad (II-65)$$

avec les différentes composantes des pertes qui s'écrivent :

$$\begin{cases} \Delta P_{Cu}^s = R_s (i_{sd}^2 + i_{sq}^2) \\ \Delta P_{Cu}^r = R_r (i_{rd}^2 + i_{rq}^2) \\ \Delta P_{Fe} = R_{fer} I_{fe}^2 \end{cases} \quad (II-66)$$

Les équations suivantes peuvent être déduites du modèle dynamique de la machine asynchrone à partir du système (I-2) [Krause 94]:

$$\begin{cases} 0 = R_{Fe} i_{Fe}^d - \frac{d\phi_m^d}{dt} + \omega_s \phi_s^q \\ 0 = R_{Fe} i_{Fe}^q - \frac{d\phi_m^q}{dt} - \omega_s \phi_s^d \end{cases} \quad (II-67)$$

Les composantes du flux statorique et rotorique s'écrivent :

$$\phi_{ds} = L_{fs} i_{ds} + \phi_{dm} \quad \phi_{qs} = L_{fs} i_{qs} + \phi_{qm} \quad (II-68-a)$$

$$\phi_{dr} = L_{fr} i_{dr} + \phi_{dm} \quad \phi_{qr} = L_{fr} i_{qr} + \phi_{qm} \quad (II-68-b)$$

Avec les composantes du flux magnétisant :

$$\phi_{dm} = M_{sr} i_{dm} \quad (II-69-a)$$

$$\phi_{qm} = M_{sr} i_{qm} \quad (II-69-b)$$

Et les composantes du courant statorique :

$$i_{ds} = i_{dFe} + i_{dm} - i_{dr} \quad , \quad i_{qs} = i_{qFe} + i_{qm} - i_{qr} \quad (II-70)$$

Le système (II-67) peut être réécrit en tenant compte des expressions (II-68) et (II-69) par :

$$\begin{cases} 0 = R_{Fe} i_{Fe}^d - \frac{d(M_{sr} i_{dm})}{dt} + \omega_s (L_{fs} i_{qs} + \phi_{qm}) \\ 0 = R_{Fe} i_{Fe}^q - \frac{d(M_{sr} i_{qm})}{dt} - \omega_s (L_{fs} i_{ds} + \phi_{dm}) \end{cases} \quad (II-71)$$

Les composantes du vecteur courant statorique, du vecteur courant rotorique et du vecteur courant fer peuvent être exprimées en fonction des composantes du vecteur courant magnétisant par :

$$i_{Fe}^q = \frac{M_{sr}}{R_{Fe}} \omega_s i_{dm} \quad , \quad i_{Fe}^d = \frac{M_{sr}}{R_{Fe}} \frac{di_{dm}}{dt} \quad , \quad i_{qr} = -\frac{L_m}{\sigma L_r} i_{qm} \quad (II-72)$$

$$i_{dr} = \frac{\phi_{dr} - M_{sr} i_{dm}}{\sigma L_r} \quad , \quad i_{ds} = \frac{\phi_{dr}}{M_{sr}} - \frac{\omega_s M_{sr}}{R_{Fe}} i_{qm} \quad , \quad i_{qs} = \frac{\omega_s \phi_{dr}}{R_{Fe}} + \frac{L_m}{\sigma L_r} i_{qm} \quad (II-73)$$

A partir du système (II-66), les pertes en fonction des composantes du courant magnétisant ont pour expressions suivantes :

$$\begin{cases} \Delta P_{Cu}^r = R_r \left(\frac{L_m}{\sigma L_r} i_{qm} \right)^2 \\ \Delta P_{Fe} = \frac{L_m^2 \omega_s^2}{R_{fer}} (i_{dm}^2 + i_{qm}^2) \\ \Delta P_{Cu}^s = R_s \left[\left(\frac{\phi_{dr}}{M_{sr}} - \frac{\omega_s M_{sr}}{R_{Fe}} i_{qm} \right)^2 + \left(\frac{\omega_s \phi_{dr}}{R_{Fe}} + \frac{L_m}{\sigma L_r} i_{qm} \right)^2 \right] \end{cases} \quad (II-74)$$

La somme totale des pertes Joule et fer est donc donnée par :

$$\begin{aligned} \Delta P_t = R_s \left[\left(\frac{\phi_{dr}}{M_{sr}} - \frac{\omega_s M_{sr}}{R_{Fe}} i_{qm} \right)^2 + \left(\frac{\omega_s \phi_{dr}}{R_{Fe}} + \frac{L_m}{\sigma L_r} i_{qm} \right)^2 \right] + R_r \left(\frac{L_m}{\sigma L_r} i_{qm} \right)^2 \\ + \frac{L_m^2 \omega_s^2}{R_{fer}} (i_{dm}^2 + i_{qm}^2) \end{aligned} \quad (II-75)$$

L'équation (II-75) après simplification de calcul, aura la forme suivante :

$$\begin{aligned} \Delta P_t = \left(\frac{R_s}{M_{sr}^2} + \frac{\omega_s^2 R_s}{R_{Fe}^2} + \frac{\omega_s^2}{R_{fer}} \right) \phi_r^2 + \left(\frac{2R_s L_m \omega_s}{R_{Fe} \sigma L_r} - \frac{2R_s \omega_s}{R_{Fe}} \right) \phi_r i_{qm} \\ + \left(\frac{\omega_s^2 R_s}{R_{Fe}^2} M_{sr}^2 + \frac{R_s M_{sr}^2}{\sigma^2 L_r^2} + \frac{R_r M_{sr}^2}{\sigma^2 L_r^2} + \frac{M_{sr}^2 \omega_s^2}{R_{Fe}} \right) i_{qm}^2 \end{aligned} \quad (II-76)$$

Le courant en quadrature peut être exprimé par la relation suivante :

$$i_{qm} = \frac{\sigma L_r}{p M_{sr}} \frac{C_{em}}{\phi_r} \quad (II-77)$$

L'expression des pertes Joule et fer suivant une fonction objective reliant le flux rotorique, la pulsation statorique et le couple électromagnétique selon $\phi_r = f(\omega_s, C_{em})$, peut être obtenue en remplaçant le courant i_{qm} de (II-77) dans l'expression (II-76) des pertes totales comme suit :

$$\begin{aligned} \Delta P_t = \left(\frac{R_s}{M_{sr}^2} + \frac{\omega_s^2 R_s}{R_{Fe}^2} + \frac{\omega_s^2}{R_{fer}} \right) \phi_r^2 + \left(\frac{2R_s L_m \omega_s}{R_{Fe} \sigma L_r} - \frac{2R_s \omega_s}{R_{Fe}} \right) \frac{\sigma L_r}{p M_{sr}} C_{em} \\ + \left(\frac{\omega_s^2 R_s}{R_{Fe}^2} M_{sr}^2 + \frac{R_s M_{sr}^2}{\sigma^2 L_r^2} + \frac{R_r M_{sr}^2}{\sigma^2 L_r^2} + \frac{M_{sr}^2 \omega_s^2}{R_{Fe}} \right) \frac{\sigma^2 L_r^2}{p^2 M_{sr}^2} \frac{C_{em}^2}{\phi_r^2} \end{aligned} \quad (II-78)$$

La somme des pertes sous une forme condensé est alors donnée par:

$$\Delta P_t = \mu_1 \phi_r^2 + \mu_2 C_{em} + \mu_3 \frac{C_{em}^2}{\phi_r^2} \quad (II-79)$$

La minimisation des pertes Joule et fer est obtenue en calculant le flux optimal via l'annulation de la dérivée des pertes totales de l'expression (II-79) :

$$\frac{\partial \Delta P_t}{\partial \phi_r} = 2\mu_1 \phi_r - 2\mu_3 \frac{C_{em}^2}{\phi_r^3} \tag{II-80}$$

La solution de l'équation (II.50), donne le flux optimal suivant :

$$\phi_r^{opt} = \mu \sqrt[4]{C_{em}} \tag{II-81}$$

avec :

$$\mu = \left(\frac{\mu_3}{\mu_1} \right)^{1/4} \tag{II-82}$$

$$\mu_1 = \frac{R_s}{M_{sr}^2} + \frac{\omega_s^2}{R_{Fe}^2} (R_s + R_{Fe})$$

$$\mu_3 = \frac{\sigma^2 L_r^2}{p^2} \frac{\omega_s^2}{R_{Fe}^2} (R_s + R_{Fe}) + \frac{1}{p^2} (R_s + R_r)$$

Le principe de la méthode de minimisation des pertes Joule et fer suivant $\phi_r = f(\omega_s, C_{em})$ est donné par le schéma bloc de la figure II.25.

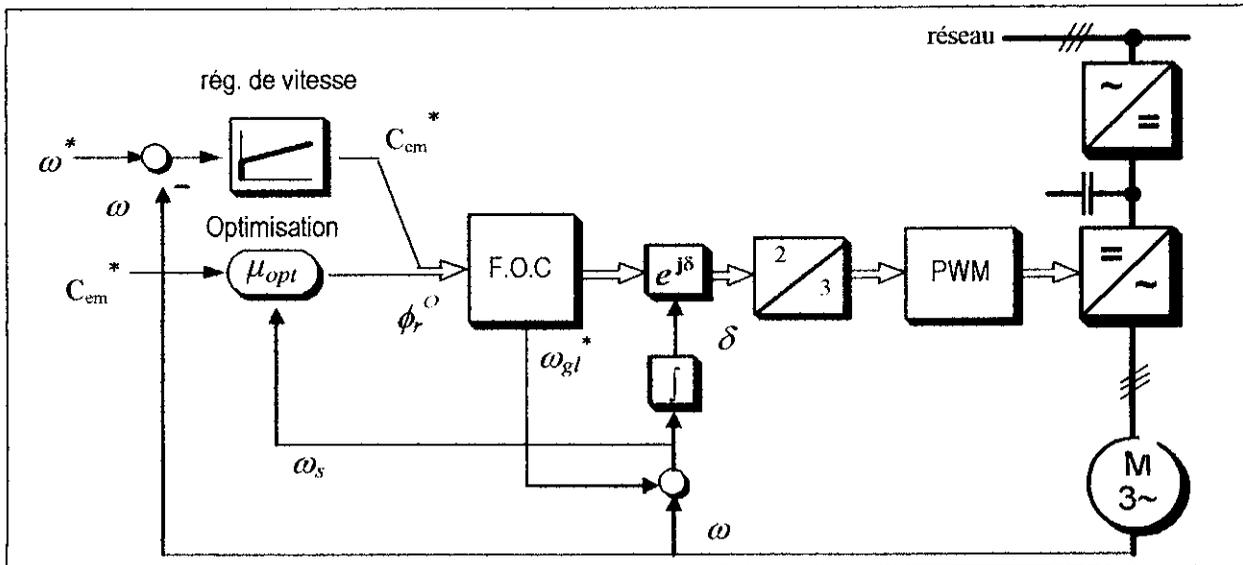


Fig. II.25. Simulation de la minimisation des pertes Joule et fer

II.3.3.4.1 Résultats de simulation

Dans cette méthode où le flux optimal en plus du couple électromagnétique est fonction de la pulsation statorique, les figures de simulation II.26 à II.39 montrent par une comparaison à flux nominal et optimal, l'efficacité de la variation du flux sur la minimisation des pertes totales. Ainsi la méthode possède de la valeur lorsqu'on atténue les couples de charges, elle est donc meilleure par rapport au deux méthodes précédentes, alors que l'implémentation est plus difficile.

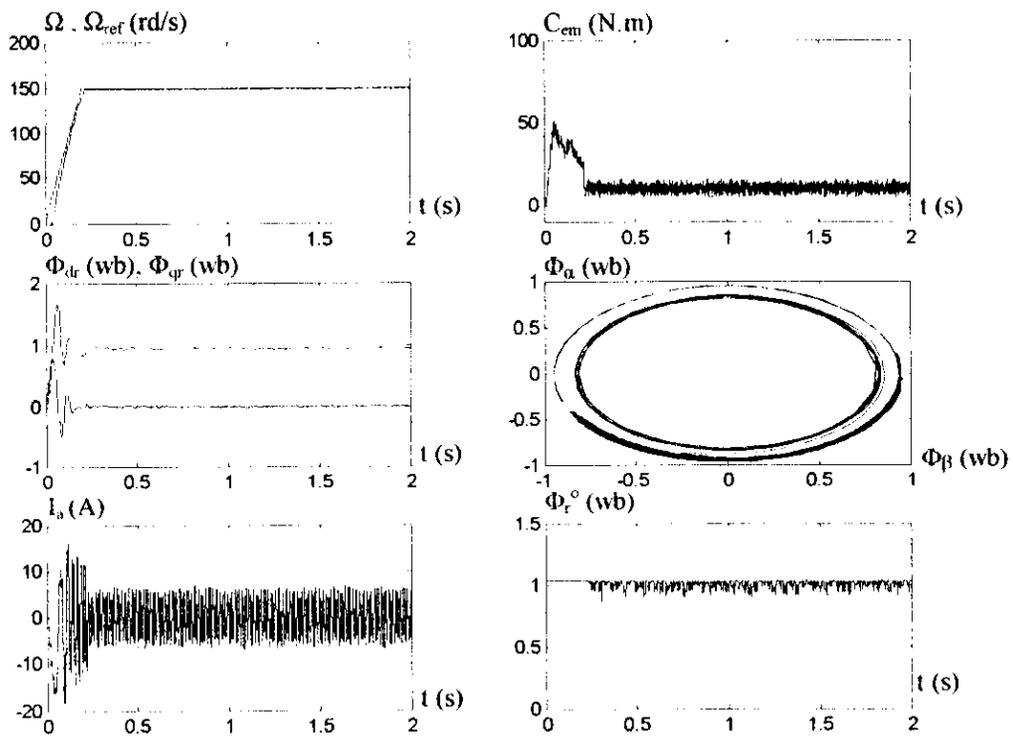


Fig. II.26. Simulation de la minimisation des pertes Joule et fer pour une charge nominale $C_r=10$ N.m

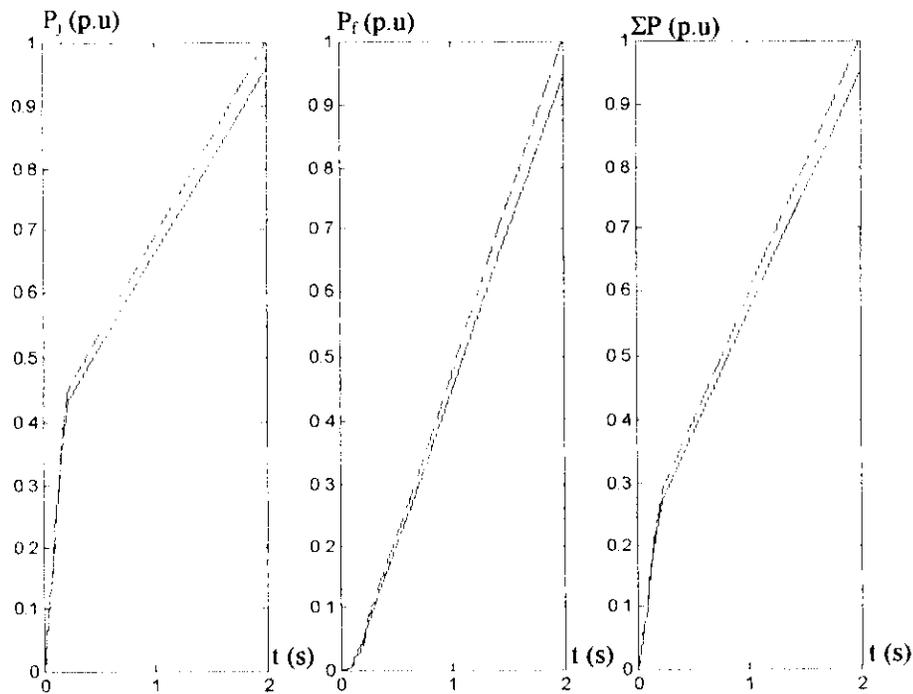


Fig. II.27. Pertes Joule et fer dans la machine à charge nominale
Comparaison entre les méthodes à flux optimal et nominal

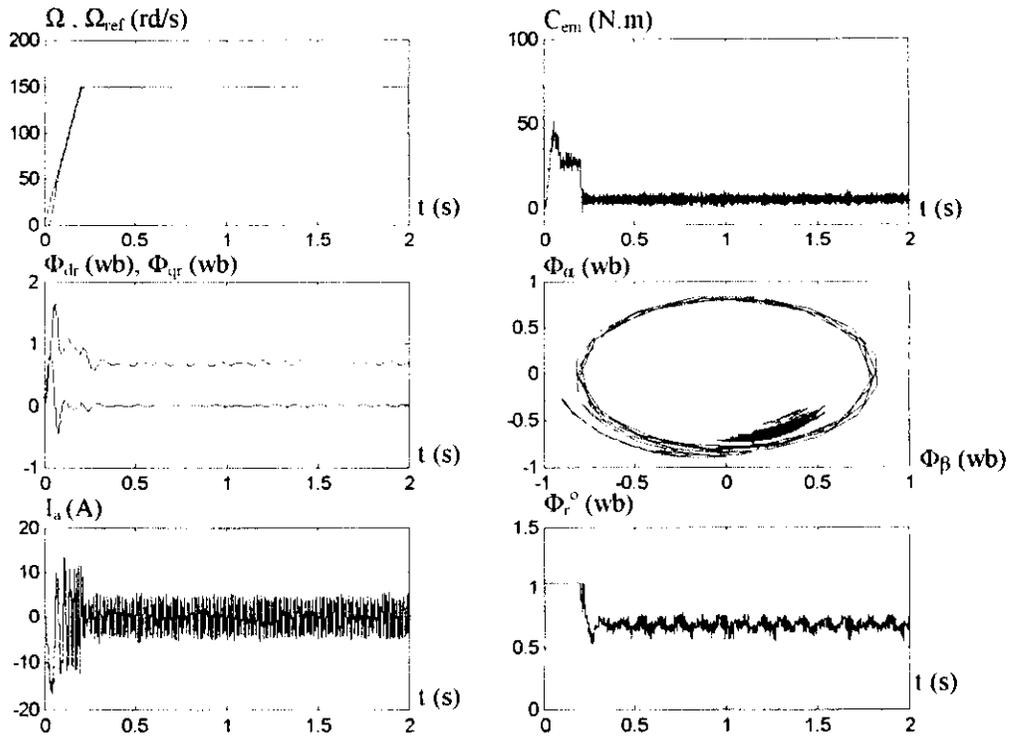


Fig. II.28. Simulation de la minimisation des pertes Joule et fer pour une charge de $C_r=5$ N.m

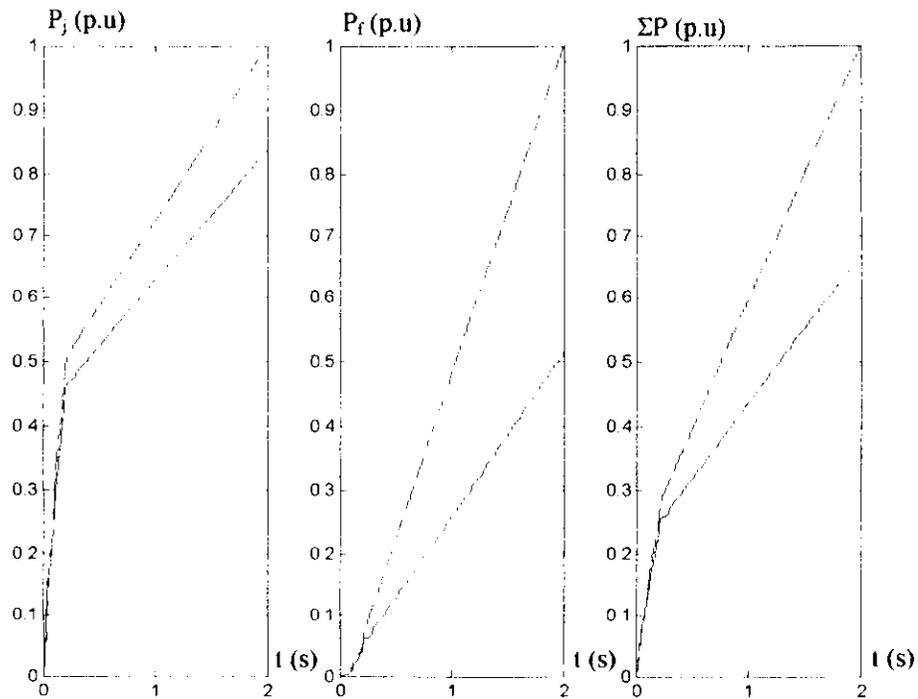


Fig. II.29. Pertes Joule et fer dans la machine à charge $C_r=5$ N.m
 Comparaison entre les méthodes à flux optimal et nominal

II.3.4 Minimisation des pertes suivant $i_{ds} = f(i_{qs})$

II.3.4.1 Minimisation des pertes Joule suivant $i_{ds} = f(i_{qs})$

Un algorithme de commande pour une minimisation des pertes Joule est présenté. En régime permanent, le courant magnétisant de commande est ajusté sur la base du produit du courant magnétisant de commande et du courant du couple, tel que les pertes seront minimales.

Les équations de la machine asynchrone à flux orienté à partir du système (I-3) s'écrivent :

$$V_s^d = \sigma L_s \left(\frac{di_s^d}{dt} - \omega_s i_s^q \right) + \left(R_s + \frac{M_{sr}^2}{L_r T_r} \right) i_s^d - \frac{M_{sr}}{T_r L_r} \Phi_r^d \quad (\text{II-83})$$

$$V_s^q = \sigma L_s \left(\frac{di_s^q}{dt} + \omega_s i_s^d \right) + \left(R_s + \frac{M_{sr}^2}{L_r T_r} \right) i_s^q + \frac{M_{sr}}{L_r} \omega_m \Phi_r^d \quad (\text{II-84})$$

$$\frac{d\Phi_r^d}{dt} = \frac{M_{sr}}{T_r} i_s^d - \frac{1}{T_r} \Phi_r^d \quad (\text{II-85})$$

Le couple électromagnétique est donné par :

$$C_{em} = \frac{3pM_{sr}}{2L_r} \Phi_r^d i_s^q = J\dot{\omega}_m + f_r \omega_m + C_r \quad (\text{II-86})$$

La puissance active au stator peut être exprimée par :

$$P_s = \frac{3}{2} (V_{ds} i_s^d + V_{qs} i_s^q) \quad (\text{II-87})$$

Les expressions des puissances en direct et en quadrature, à partir des équations (II-83) et (II-84), s'écrivent :

$$V_{ds} i_s^d = \sigma L_s i_s^d \frac{di_s^d}{dt} - \sigma L_s \omega_s i_s^d i_s^q + \left(R_s + \frac{M_{sr}^2}{L_r T_r} \right) i_{ds}^2 - \frac{M_{sr}}{T_r L_r} \Phi_r^d i_s^d \quad (\text{II-88})$$

$$V_{qs} i_s^q = \sigma L_s i_s^q \frac{di_s^q}{dt} + \sigma L_s \omega_s i_s^q i_s^d + \left(R_s + \frac{M_{sr}^2}{L_r T_r} \right) i_{qs}^2 + \frac{M_{sr}}{L_r} \omega_m \Phi_r^d i_s^q \quad (\text{II-89})$$

En substituant les équations (II-88) et (II-89) dans (II-87), L'expression de la puissance active sera donc :

$$P_s = \frac{3}{2} \left\{ \begin{array}{l} \frac{M_{sr}}{L_r} \omega_m \Phi_r^d i_s^q + \\ + \sigma L_s \left(i_s^d \frac{di_s^d}{dt} + i_s^q \frac{di_s^q}{dt} \right) + \left(R_s + \frac{M_{sr}^2}{L_r T_r} \right) (i_{ds}^2 + i_{qs}^2) - \frac{M_{sr}}{T_r L_r} \Phi_r^d i_s^d \end{array} \right\} \quad (\text{II-90})$$

En utilisant l'équation (II-86) du couple électromagnétique, on aura :

$$P_s = C_{em} \omega_m + \Delta P_t \quad (\text{II-91})$$

où :

$$\Delta P_t = \frac{3}{2} \left\{ \sigma L_s \left(i_s^d \frac{di_s^d}{dt} + i_s^q \frac{di_s^q}{dt} \right) + \left(R_s + \frac{M_{sr}^2}{L_r T_r} \right) (i_{ds}^2 + i_{qs}^2) - \frac{M_{sr}}{T_r L_r} \Phi_r^d i_s^d \right\} \quad (\text{II-92})$$

En régime permanent, l'amplitude du courant statorique est constante, donc :

$$i_s^d \frac{di_s^d}{dt} + i_s^q \frac{di_s^q}{dt} = 0 \quad (\text{II-93})$$

Ainsi, quand i_s^d est constant, l'équation (II-85) nous donne :

$$\Phi_r^d = M_{sr} i_s^d \quad (\text{II-94})$$

En substituant (II-93) et (II-94) dans (II-92), l'équation des pertes de puissance en régime permanent, peut être simplifiée :

$$\Delta P_t = \frac{3}{2} \left\{ R_s i_{ds}^2 + \left(R_s + \frac{M_{sr}^2}{L_r T_r} \right) i_{qs}^2 \right\} \quad (\text{II-95})$$

$$\Delta P_t = \frac{3}{2} R_s \left(|i_{ds}| - \lambda |i_{qs}| \right)^2 + 3 R_s \lambda |i_{ds}| |i_{qs}| \quad (\text{II-96})$$

Avec λ une constante positive qui vaut :

$$\lambda = \sqrt{1 + \frac{M_{sr}^2}{R_s L_r T_r}}$$

A partir de (II-96), le minimum de pertes en puissance se produit pour :

$$|i_{ds}| = \lambda |i_{qs}| \quad (\text{II-97})$$

Et la valeur minimale peut être calculée par :

$$\Delta P_t = 3 R_s \lambda |i_{ds}| |i_{qs}| \quad (\text{II-98})$$

des équations (II-86) et (II-94), et si la vitesse et le couple de charge sont constants, le couple électromagnétique en régime permanent est aussi constant, et donné par :

$$C_{em}^{per} = \frac{3 p M_{sr}^2}{2 L_r} i_s^d i_s^q = f_r \omega_m + C_r \quad (\text{II-99})$$

Le produit des courants statoriques direct et en quadrature sera une constante positive:

$$|i_s^d| |i_s^q| = \frac{2 L_r}{3 p M_{sr}^2} C_{em}^{per} = K \quad (\text{II-100})$$

Multiplions les deux membres de l'équation (II-97) par I_{ds} , le courant magnétisant optimal peut être obtenu par :

$$|i_{ds}| = (\lambda)^{1/2} \sqrt{K} \quad (\text{II-101})$$

Les pertes de puissance minimales peuvent être réécrites :

$$\Delta P_l = 3R_s \lambda K \tag{II-102}$$

Se basant sur les relations optimales (II-101) et (II-102), nous pourrions réguler la commande du courant magnétisant I_{ds}^* pour avoir le minimum des pertes.

La figure II.30 ci-dessous montre le schéma de principe de la méthode de minimisation des pertes Joule.

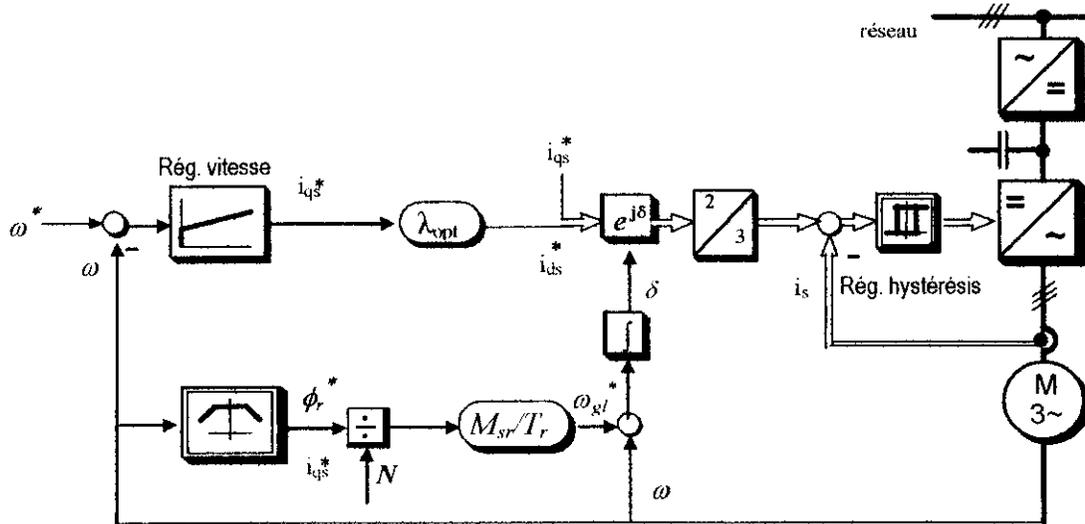


Fig. II.30. Schéma fonctionnel de la méthode de minimisation de pertes

II.3.4.1.1 Résultats de simulation

Nous avons simulé le comportement de la machine en utilisant le schéma bloc de la figure II.30.

Sur les figures II.31 à II.34 sont présentés les résultats de simulation de cette méthode de minimisation des pertes Joule. Cette méthode nous montre une augmentation de temps de réponse de la vitesse, une augmentation des pertes en régime transitoire (figure II.31) et une diminution des pertes Joule croissante selon la diminution des couples de charges.

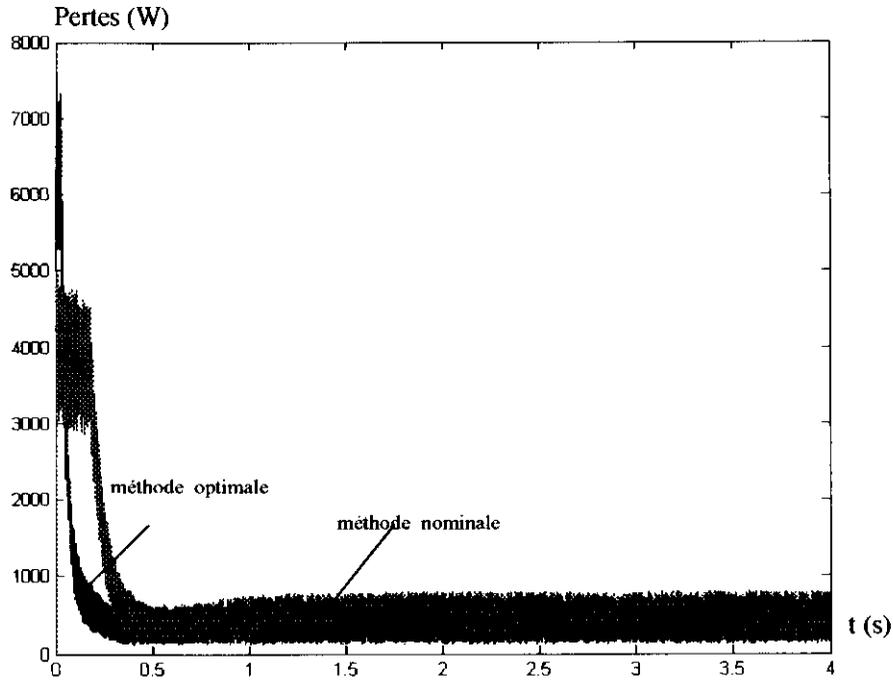


Fig. II.31. Minimisation de pertes (en Watts) comparaison entre méthode nominale et optimale

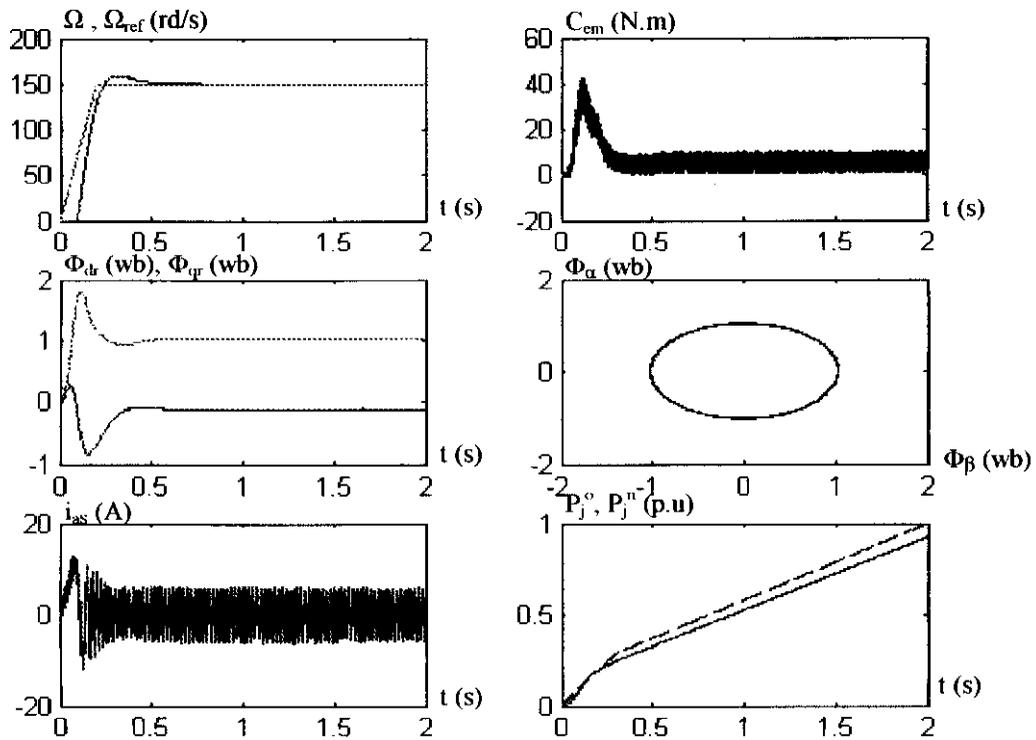


Fig. II.32. Simulation de la minimisation des pertes Joule Charge nominale, comparaison avec méthode à flux nominal

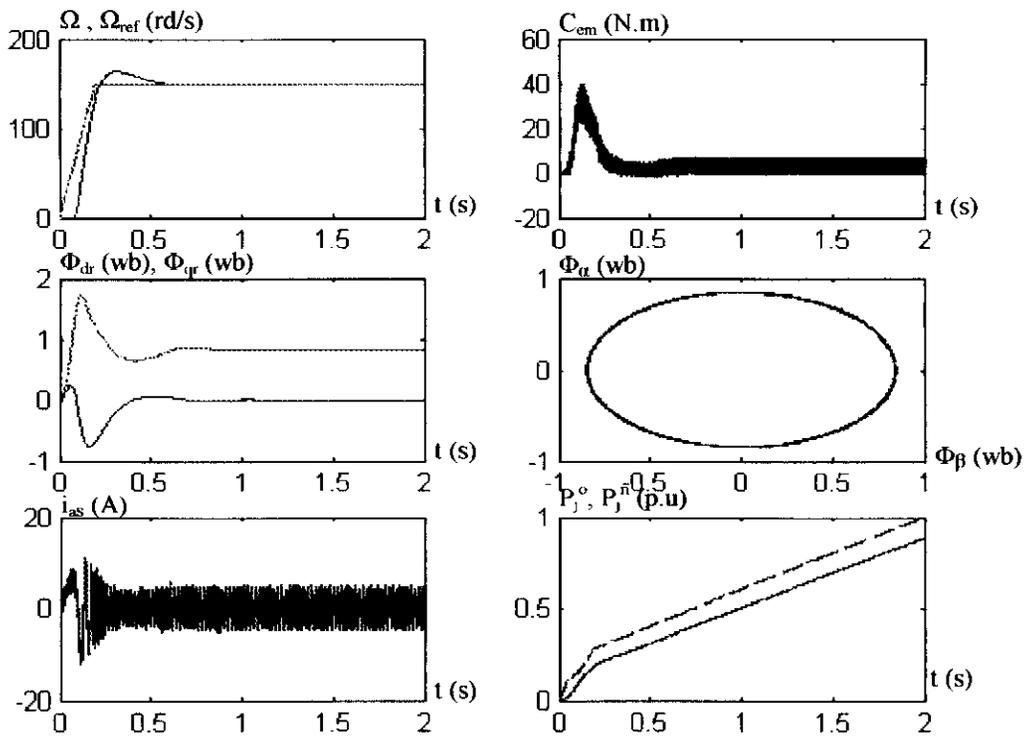


Fig. II.33. Simulation de la minimisation des pertes Joule Charge $C_r=5$ N m, comparaison avec méthode à flux nominal

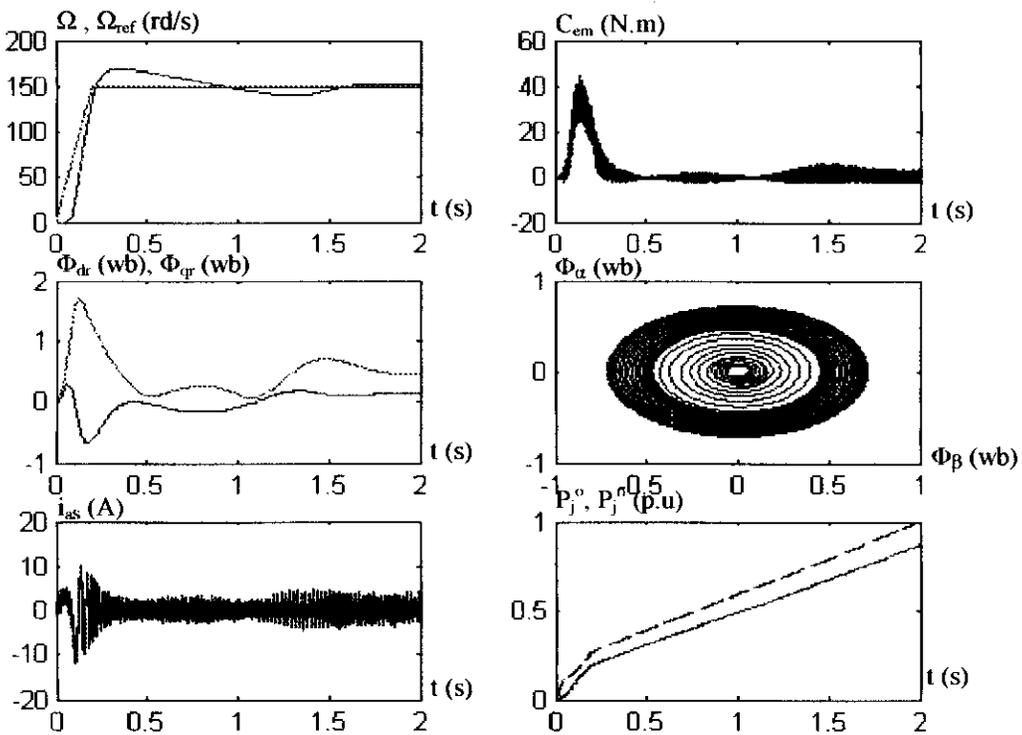


Fig. II.34. Simulation de la minimisation des pertes Joule Charge $C_r=1$ N m, comparaison avec méthode à flux nominal

II.3.4.2 Minimisation des pertes Joule et Fer suivant $i_{ds} = f(i_{qs})$

Dans cette partie, les pertes fer sont prises en compte dans l'optimisation.

Dans le cas d'une minimisation des pertes Joule et fer, l'équation des pertes est la suivante :

$$\Delta P_t = \Delta P_{cu}^s + \Delta P_{cu}^r + \Delta P_{Fe} \quad (\text{II-103})$$

Avec :

$$\Delta P_{cu}^s = R_s (i_{sd}^2 + i_{sq}^2) \quad (\text{II-104})$$

$$\Delta P_{cu}^r = R_r (i_{rd}^2 + i_{rq}^2) \quad (\text{II-105})$$

Un essai des pertes séparées permettra d'obtenir les pertes fer sous la forme suivante [Bastiani 01]:

$$\Delta P_{Fe} = K_{fer} U_s^2 \quad (\text{II-106})$$

$$\text{Avec : } U_s = \sqrt{V_{ds}^2 + V_{qs}^2} \quad (\text{II-107})$$

Les tensions statoriques direct et en quadrature s'écrivent:

$$\begin{cases} V_s^d = R_s i_s^d + \frac{d\phi_s^d}{dt} - \omega_S \phi_s^q \\ V_s^q = R_s i_s^q + \frac{d\phi_s^q}{dt} + \omega_S \phi_s^d \end{cases} \quad (\text{II-108})$$

Les flux statoriques s'expriment par :

$$\begin{cases} \phi_{ds} = L_s i_{ds} + M_{sr} i_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s i_{qs} + M_{sr} i_{qr} \end{cases} \quad (\text{II-109})$$

En régime permanent nous aurons les tensions statoriques:

$$\begin{cases} V_s^d = R_s i_s^d - \omega_S (L_s i_{qs} + M_{sr} i_{qr}) \\ V_s^q = R_s i_s^q + \omega_S (L_s i_{ds} + M_{sr} i_{dr}) \end{cases} \quad (\text{II-110})$$

Les expressions des courants rotoriques à flux orienté seront:

$$i_{qr} = -\frac{M_{sr}}{L_r} i_{qs}, \quad i_{dr} = 0 \quad (\text{II-111})$$

Les tensions du système (II-108) se réécrivent:

$$\begin{cases} V_s^d = R_s i_s^d - \sigma L_s \omega_S i_{qs} \\ V_s^q = R_s i_s^q + L_s \omega_S i_{ds} \end{cases} \quad (\text{II-112})$$

L'expression des pertes fer à partir de l'équation (II-106) et (II-112) devient :

$$\Delta P_{Fe} = K_{fer} \left[(R_s i_s^d - \sigma L_s \omega_S i_{qs})^2 + (R_s i_s^q + L_s \omega_S i_{ds})^2 \right] \quad (\text{II-113})$$

Dans la plupart des cas lorsque la vitesse de rotation devient importante, les chutes de tensions dans les enroulements sont prépondérantes par rapports aux chutes de tensions dues aux termes résistifs [Leonhard 96]. Ainsi, les chutes de tensions ohmiques peuvent être négligées, ce qui revient à écrire la relation suivante :

$$\Delta P_{fe} = K_{fer} (L_s \omega_s)^2 (i_{ds}^2 + \sigma i_{qs}^2) \quad (\text{II-114})$$

A partir de l'équation (II-114), on peut définir une résistance équivalente fer appelée R_{fer} dont l'expression s'écrit:

$$R_{fer} = K_{fer} (L_s \omega_s)^2 \quad (\text{II-115})$$

L'équation des pertes fer (II-84) devient donc :

$$\Delta P_{fe} = R_{fer} (i_{ds}^2 + \sigma i_{qs}^2) \quad (\text{II-116})$$

En remplaçant chaque type de pertes par son expression dans l'équation (II-103) nous obtenons :

$$\Delta P_{tot} = R_s (i_{sd}^2 + i_{sq}^2) + R_r (i_{rd}^2 + i_{rq}^2) + R_{fer} (i_{ds}^2 + \sigma i_{qs}^2) \quad (\text{II-117})$$

Les courants rotoriques s'expriment par :

$$i_{dr} = \frac{\phi_{dr} - M_{sr} i_{ds}}{L_r}, \quad (\text{II-118})$$

$$i_{qr} = \frac{\phi_{qr} - M_{sr} i_{qs}}{L_r} \quad (\text{II-119})$$

L'expression des pertes totales à flux orienté en régime permanent sera:

$$\Delta P_{tot} = R_s (i_{sd}^2 + i_{sq}^2) + R_r \frac{M_{sr}^2}{L_r^2} i_{sq}^2 + R_{fer} (i_{ds}^2 + \sigma i_{qs}^2) \quad (\text{II-120})$$

$$\Delta P_{tot} = (R_s + R_{fer}) i_{sd}^2 + \left(R_s + \frac{M_{sr}^2}{L_r^2} R_r + \sigma R_{fer} \right) i_{sq}^2 \quad (\text{II-121})$$

Nous remarquons maintenant que l'expression des pertes totales qui comprend les pertes Joule statoriques et rotoriques, ainsi que les pertes fer, est fonction seulement de deux variables, en considérant que les résistances sont des constantes, ces deux variables sont les courants statoriques i_{ds} et i_{qs} . De ce fait nous pourrions déduire le minimum des pertes en introduisant une relation entre ces deux grandeurs.

En posant $i_s^d = \gamma i_s^q$, nous pouvons éliminer une composante du courant statorique, et l'équation des pertes totales (II-121) s'écrit en fonction de i_{qs} comme suit :

$$\Delta P_{tot} = \left((R_s + R_{fer}) \gamma^2 + \left(R_s + \frac{M_{sr}^2}{L_r^2} R_r + \sigma R_{fer} \right) \right) i_{sq}^2 \quad (\text{II-122})$$

Le couple électromagnétique à flux orienté est donné par :

$$C_{em} = p \frac{M_{sr}^2}{L_r} i_s^q i_s^d \quad (\text{II-123})$$

Avec $i_s^d = \gamma i_s^q$, le couple électromagnétique devient alors :

$$C_{em} = p \frac{M_{sr}^2}{L_r} \gamma i_{qs}^2 \quad \text{et} \quad i_{qs} = \sqrt{\frac{1}{\gamma} \frac{L_r}{p M_{sr}^2} \sqrt{C_{em}}} \quad (\text{II-124})$$

En remplaçant le courant i_{qs} déduit de l'équation (II-124) dans l'équation (II-122), on obtient une équation des pertes fonction des paramètres de la machine asynchrone, du couple électromagnétique et du coefficient γ :

$$\Delta P_{tot} = \left((R_s + R_{fer})\gamma + \left(R_s + \frac{M_{sr}^2}{L_r^2} R_r + \sigma R_{fer} \right) \frac{1}{\gamma} \right) \frac{L_r C_{em}}{\rho M_{sr}^2} \quad (\text{II-125})$$

Pour obtenir le minimum de pertes, nous avons à calculer la dérivée de l'expression des pertes (II-125) par rapport à γ qui donnera γ_{opt} par :

$$\frac{\partial(\Delta P_{tot})}{\partial(\gamma)} = 0 \quad (\text{II-126})$$

$$\gamma_{opt} = \sqrt{\frac{L_r^2 R_s + M_{sr}^2 R_r + \sigma L_r^2 R_{fer}}{L_r^2 (R_s + R_{fer})}} \quad (\text{II-127})$$

Dans cette stratégie d'optimisation, les lois de consignes des courants sont formulées ainsi:

$$i_{ds} = \gamma_{opt} i_{qs} \quad (\text{II-128})$$

$$i_{qs} = \sqrt{\frac{1}{\gamma_{opt}} \frac{L_r}{\rho M_{sr}^2}} \sqrt{C_{em}} = \gamma_1 \sqrt{C_{em}} \quad (\text{II-129})$$

Le schéma bloc de cette méthode de minimisation des pertes Joule et fer est représenté sur la figure II.35.

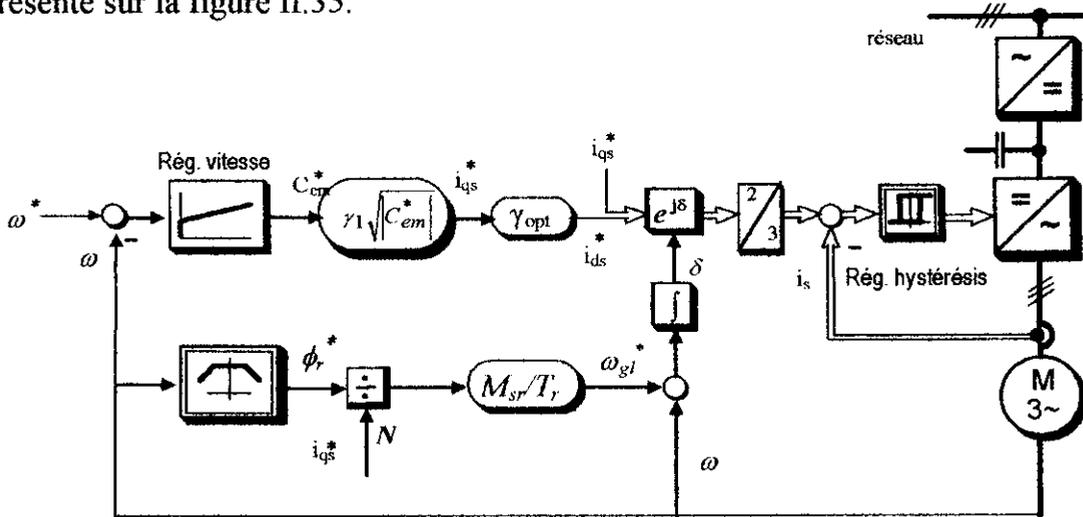


Fig. II.35. Schéma bloc de la méthode de Minimisation de pertes Joule et fer

II.3.4.2.1 Résultats de simulation

Nous présentons les résultats de simulation qui montrent la faisabilité de la méthode pour la minimisation des pertes Joule et fer sur les figures II.36 à II.39.

On remarque une meilleure minimisation par rapport à la méthode précédente autant pour les pertes Joule que les pertes fer. La vitesse suit parfaitement sa valeur de référence, la composante en quadrature du flux est maintenue à zéro, le flux en direct s'affaiblit lors de la diminution de l'application des couples de charges.

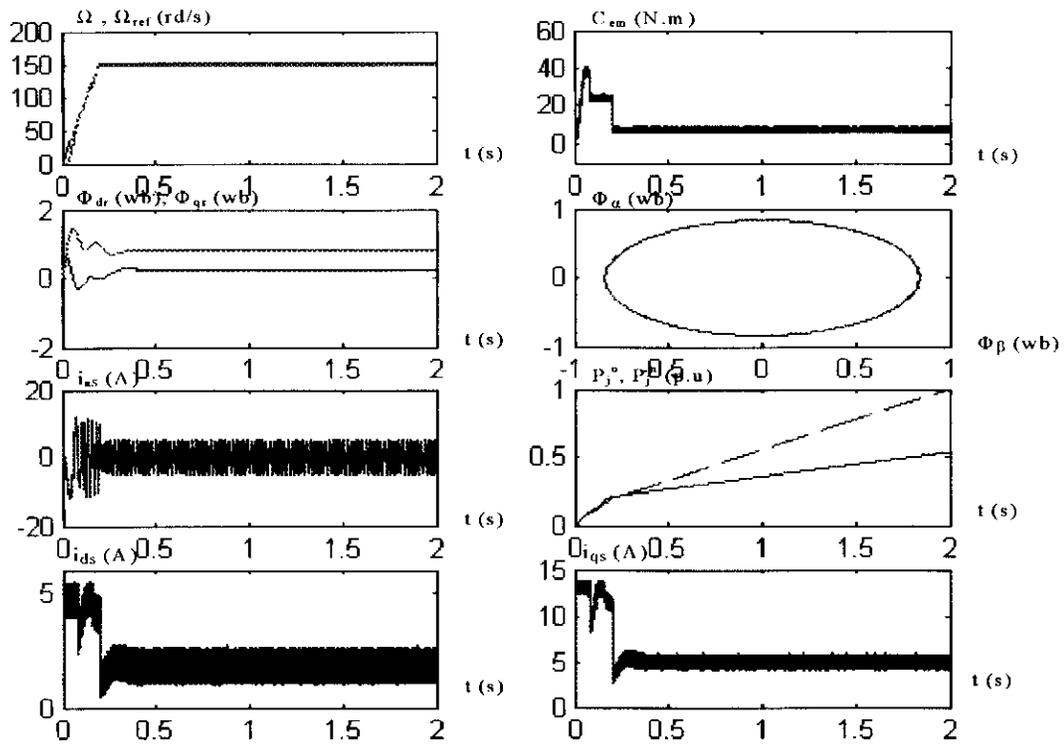


Fig. II.36. Simulation de la minimisation des pertes totales pour une charge $C_r=10\text{N.m}$, Comparaison avec la méthode à flux nominal

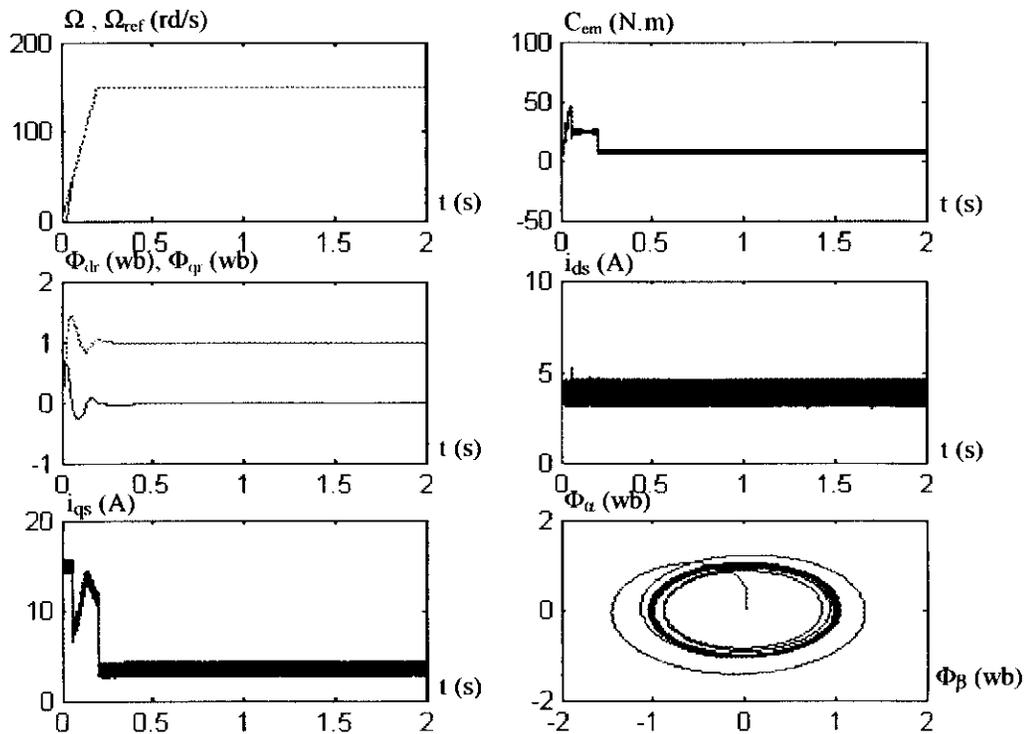


Fig. II.37. Simulation de la méthode à flux nominal pour une charge $C_r=10\text{N.m}$

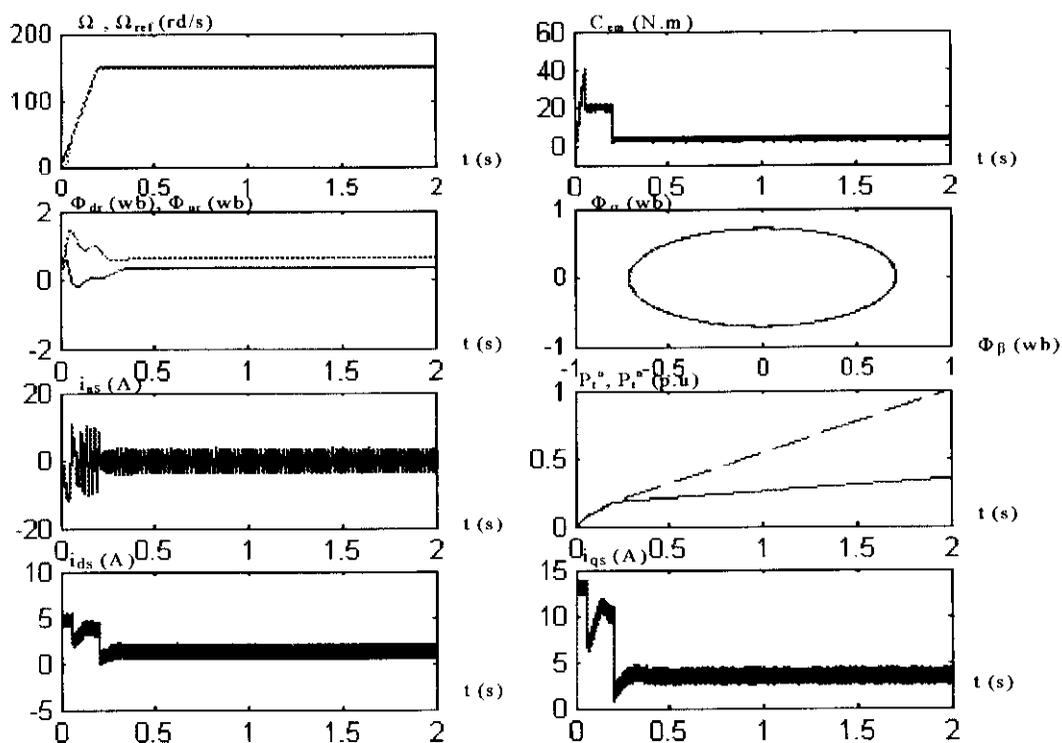


Fig. II.38. Simulation de la minimisation des pertes totales pour une charge $C_r=5N.m$, Comparaison avec la méthode à flux nominal

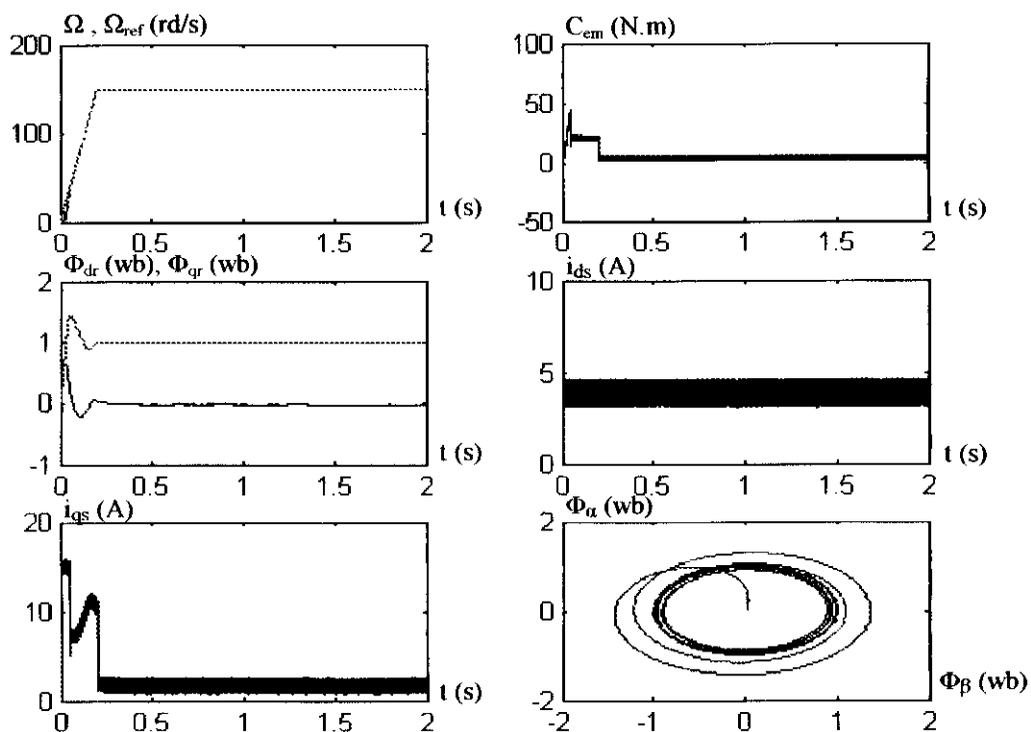


Fig. II.39. Simulation de la de la méthode à flux nominal pour une charge $C_r=5N.m$

II.3.4.3 Minimisation des pertes Joule et Fer suivant $i_{ds} = f(i_{qs}, \omega_r)$

La méthode de la minimisation des pertes Joule et fer suivant une fonction objective reliant les deux courants statoriques a été décrite dans la section précédente. Dans ce qui suit une autre approche de minimisation en introduisant la grandeur vitesse dans la fonction objective.

Le modèle dynamique de la machine asynchrone à partir du système (I-2), peut être représenté par le système d'équations suivant en tenant compte des pertes fer [Krause 94]:

$$\left\{ \begin{array}{l} V_s^d = R_s i_s^d + \frac{d\phi_s^d}{dt} - \omega_s \phi_s^q \\ V_s^q = R_s i_s^q + \frac{d\phi_s^q}{dt} + \omega_s \phi_s^d \\ 0 = R_r i_r^d + \frac{d\phi_r^d}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \phi_r^q \\ 0 = R_r i_r^q + \frac{d\phi_r^q}{dt} + (\omega_s - \omega_r) \phi_r^d \\ 0 = R_{Fe} i_{Fe}^d - \frac{d\phi_m^d}{dt} + \omega_s \phi_s^q \\ 0 = R_{Fe} i_{Fe}^q - \frac{d\phi_m^q}{dt} - \omega_s \phi_s^d \end{array} \right. \quad (\text{II-130})$$

Les composantes du flux statorique et rotorique s'écrivent :

$$\begin{array}{ll} \phi_{ds} = L_{fs} i_{ds} + \phi_{dm} & \phi_{qs} = L_{fs} i_{qs} + \phi_{qm} \\ \phi_{dr} = L_{fr} i_{dr} + \phi_{dm} & \phi_{qr} = L_{fr} i_{qr} + \phi_{qm} \end{array} \quad (\text{II-131})$$

Avec les composantes du flux magnétisant :

$$\begin{array}{l} \phi_{dm} = M_{sr} i_{dm} \\ \phi_{qm} = M_{sr} i_{qm} \end{array} \quad (\text{II-132})$$

Et les composantes du courant statorique :

$$i_{ds} = i_{dFe} + i_{dm} - i_{dr} \quad , \quad i_{qs} = i_{qFe} + i_{qm} - i_{qr} \quad (\text{II-133})$$

En dehors de la saturation, l'inductance de fuite et sa chute de tension sont très faibles comparées respectivement à la mutuelle inductance et sa chute de tension, par conséquent l'inductance de fuite peut être négligée, ($L_s = L_r = M_{sr}$), donc :

$$\begin{array}{l} \phi_{ds} = \phi_{dr} = \phi_{dm} \\ \phi_{qs} = \phi_{qr} = \phi_{qm} \end{array} \quad (\text{II-134})$$

Puisque la machine est à flux orienté, nous aurons :

$$\phi_{qr} = 0 \quad , \quad \phi_{dr} = M_{sr} i_{dm} \quad (\text{II-135})$$

Et par conséquent :

$$\begin{aligned} i_{qm} &= 0 \\ \frac{d}{dt} \phi_{qm} &= 0 \end{aligned} \quad (\text{II-136})$$

Les équations suivantes peuvent être obtenues des équations de tensions rotoriques du système (II-130) :

$$\begin{aligned} R_r i_r^d + \frac{d\phi_r^d}{dt} &= 0 \\ R_r i_r^q + (\omega_s - \omega_r) \phi_r^d &= 0 \end{aligned} \quad (\text{II-137})$$

on aura donc :

$$\omega_s = \omega_r - \frac{R_r i_r^q}{\phi_r^d} \quad \text{et} \quad \frac{d\phi_r^d}{dt} = -R_r i_r^d \quad (\text{II-138})$$

Et en tenant compte des équations (II-133) et (II-135), on obtient:

$$\omega_s = \omega_r + \frac{R_r (i_{qs} - i_{qFe} - i_{qm})}{M_{sr} i_{dm}} \quad (\text{II-139})$$

$$\frac{di_{dm}}{dt} = \frac{R_r (i_{ds} - i_{dFe} - i_{dm})}{M_{sr}} \quad (\text{II-140})$$

En remplaçant les flux statoriques par leurs expressions dans le système (II-130), on obtient :

$$\left\{ \begin{aligned} V_s^d &= R_s i_s^d + \frac{d(L_{fs} i_{ds} + \phi_{dm})}{dt} - \omega_s (L_{fs} i_{qs} + \phi_{qm}) \\ V_s^q &= R_s i_s^q + \frac{d(L_{fs} i_{qs} + \phi_{qm})}{dt} + \omega_s (L_{fs} i_{ds} + \phi_{dm}) \\ 0 &= R_{Fe} i_{Fe}^d - \frac{d(M_{sr} i_{dm})}{dt} + \omega_s (L_{fs} i_{qs} + \phi_{qm}) \\ 0 &= R_{Fe} i_{Fe}^q - \frac{d(M_{sr} i_{qm})}{dt} - \omega_s (L_{fs} i_{ds} + \phi_{dm}) \end{aligned} \right. \quad (\text{II-141})$$

De même pour les flux magnétisants :

$$\left\{ \begin{aligned} V_s^d &= R_s i_s^d + \frac{d(M_{sr} i_{dm})}{dt} - \omega_s (M_{sr} i_{qm}) + L_{fs} \left(-\omega_s i_{qs} + \frac{di_{ds}}{dt} \right) \\ V_s^q &= R_s i_s^q + \frac{d(M_{sr} i_{qm})}{dt} + \omega_s (M_{sr} i_{dm}) + L_{fs} \left(\omega_s i_{ds} + \frac{di_{qs}}{dt} \right) \\ 0 &= R_{Fe} i_{Fe}^d - \frac{d(M_{sr} i_{dm})}{dt} + \omega_s (M_{sr} i_{qm}) + L_{fs} (\omega_s i_{qs}) \\ 0 &= R_{Fe} i_{Fe}^q - \frac{d(M_{sr} i_{qm})}{dt} - \omega_s M_{sr} i_{dm} - L_{fs} (\omega_s i_{ds}) \end{aligned} \right. \quad (\text{II-142})$$

En considérant les simplifications (II-134) à (II-136), on aura :

$$\begin{aligned} V_s^d &= R_s i_s^d + M_{sr} \frac{di_{dm}}{dt} \\ V_s^q &= R_s i_s^q + M_{sr} \omega_s i_{dm} \end{aligned} \quad (\text{II-143-a})$$

$$0 = R_{Fe} i_{Fe}^d - M_{sr} \frac{di_{dm}}{dt}$$

$$0 = R_{Fe} i_{Fe}^q - M_{sr} \omega_s i_{dm}$$
(II-143-b)

En injectant les équation (II-139) et (II-140) dans (II-143), on trouve:

$$V_s^d = (R_s + R_r) i_s^d - R_r (i_{Fe}^d + i_{dm})$$

$$V_s^q = (R_s + R_r) i_s^q - R_r i_{Fe}^q + M_{sr} \omega_r i_{dm}$$

$$0 = R_{Fe} i_{Fe}^d + R_r (i_{dFe} + i_{dm} - i_{ds})$$

$$0 = R_{Fe} i_{Fe}^q + R_r (i_{qFe} - i_{qs}) - M_{sr} \omega_r i_{dm}$$
(II-144)

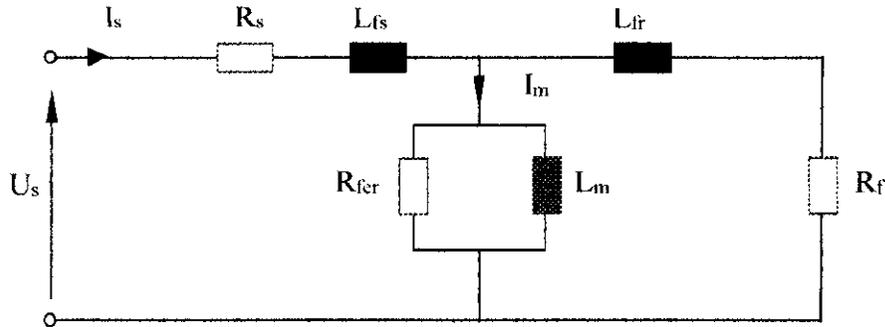


Fig. II.40. Schéma équivalent de la machine

Enfin, en combinant les équations du système (II-144) et en éliminant les courants $i_{Fe}^{d,q}$, il est possible d'écrire les tensions statoriques en fonction des courants statoriques et de la vitesse rotorique, comme suit :

$$V_s^d = R_s i_s^d + \frac{R_{Fe} R_r}{R_{Fe} + R_r} (i_s^d - i_m^d)$$
(II-145)

$$V_s^q = R_s i_s^q + \frac{R_{Fe}}{R_{Fe} + R_r} M_{sr} \omega_r i_m^d + \frac{R_{Fe} R_r}{R_{Fe} + R_r} i_s^q$$
(II-146)

La puissance totale s'écrit :

$$P_t = V_{ds} i_{ds} + V_{qs} i_{qs}$$
(II-147)

En régime permanent et en tenant compte des équations (II-132) à (II-136), nous avons l'égalité entre les deux courants $i_{dm} = i_{ds}$.

L'expression de la puissance totale peut s'écrire :

$$P_t = R_s i_{ds}^2 + \left(R_s + \frac{R_{Fe} R_r}{R_{Fe} + R_r} \right) i_{qs}^2 + \frac{R_{Fe}}{R_{Fe} + R_r} M_{sr} \omega_r i_{ds} i_{qs}$$
(II-148)

La puissance mécanique est donnée par:

$$P_m = \omega_r C_{em} = p \frac{M_{sr}^2}{L_r} i_s^q i_s^d \omega_r$$
(II-149)

$$P_m = K \omega_r (\phi_{qr} i_{dr} - \phi_{dr} i_{qr})$$
(II-150)

A flux orienté, la puissance mécanique s'écrit :

$$P_m = -\omega_r \phi_{dr} i_{qr} = -\frac{3}{2} \omega_r M_{sr} i_{dm} (i_{qFe} + i_{qm} - i_{qs}) \quad (\text{II-151})$$

$$P_m = \omega_r M_{sr} i_{dm} (i_{qs} - i_{qFe}) \quad (\text{II-152})$$

Et en utilisant les équations du système (II-144), on aura :

$$P_m = \frac{M_{sr}}{R_r + R_{Fe}} \omega_r i_{dm} (R_{Fe} i_s^q - M_{sr} \omega_r i_{dm}) \quad (\text{II-153})$$

$$P_m = \frac{M_{sr} R_{Fe}}{R_r + R_{Fe}} \omega_r i_{ds} i_{qs} - \frac{M_{sr}^2}{R_r + R_{Fe}} \omega_r^2 i_{ds}^2 \quad (\text{II-154})$$

L'expression des pertes se déduit de la puissance totale et mécanique, comme suit :

$$\Delta P = P_t - P_m$$

on aura donc :

$$\Delta P = R_s i_{ds}^2 + \left(R_s + \frac{R_{Fe} R_r}{R_{Fe} + R_r} \right) i_{qs}^2 - \frac{M_{sr}^2}{R_r + R_{Fe}} \omega_r^2 i_{ds}^2 \quad (\text{II-155})$$

$$\Delta P = R_s (i_{ds}^2 + i_{qs}^2) + \frac{R_{Fe} R_r}{R_{Fe} + R_r} i_{qs}^2 - \frac{M_{sr}^2 \omega_r^2}{R_r + R_{Fe}} i_{ds}^2 \quad (\text{II-156})$$

Posant la relation liant les deux courants statoriques comme suit :

$$i_{ds} = \xi i_{qs} \quad (\text{II-157})$$

l'expression des pertes devient alors :

$$\Delta P = R_s (i_{ds}^2 + \frac{i_{ds}^2}{\xi^2}) + \frac{R_{Fe} R_r}{R_{Fe} + R_r} \frac{i_{ds}^2}{\xi^2} - \frac{M_{sr}^2 \omega_r^2}{R_r + R_{Fe}} i_{ds}^2 \quad (\text{II-158})$$

Nous aurons donc :

$$\Delta P = \left(R_s \left(1 + \frac{1}{\xi^2} \right) + \frac{R_{Fe} R_r}{R_{Fe} + R_r} \frac{1}{\xi^2} - \frac{M_{sr}^2 \omega_r^2}{R_r + R_{Fe}} \right) i_{ds}^2 \quad (\text{II-159})$$

Pour un problème de minimisation, les pertes de puissance (II-159) sont proposées comme fonction objective :

$$\frac{\partial \Delta P}{\partial i_{ds}} = 2 \left(R_s \left(1 + \frac{1}{\xi^2} \right) + \frac{R_{Fe} R_r}{R_{Fe} + R_r} \frac{1}{\xi^2} - \frac{M_{sr}^2 \omega_r^2}{R_r + R_{Fe}} \right) i_{ds} \quad (\text{II-160})$$

La minimisation de l'équation (II.159), donne :

$$\begin{aligned} \frac{\partial \Delta P}{\partial i_{ds}} &= 0 \\ &= R_s \left(1 + \frac{1}{\xi^2} \right) + \frac{R_{Fe} R_r}{R_{Fe} + R_r} \frac{1}{\xi^2} - \frac{M_{sr}^2 \omega_r^2}{R_r + R_{Fe}} \end{aligned} \quad (\text{II-161})$$

peries Joule et fer suivant $i_{ds} = f(i_{qs}, \omega_r)$ est donne par la figure II.41.

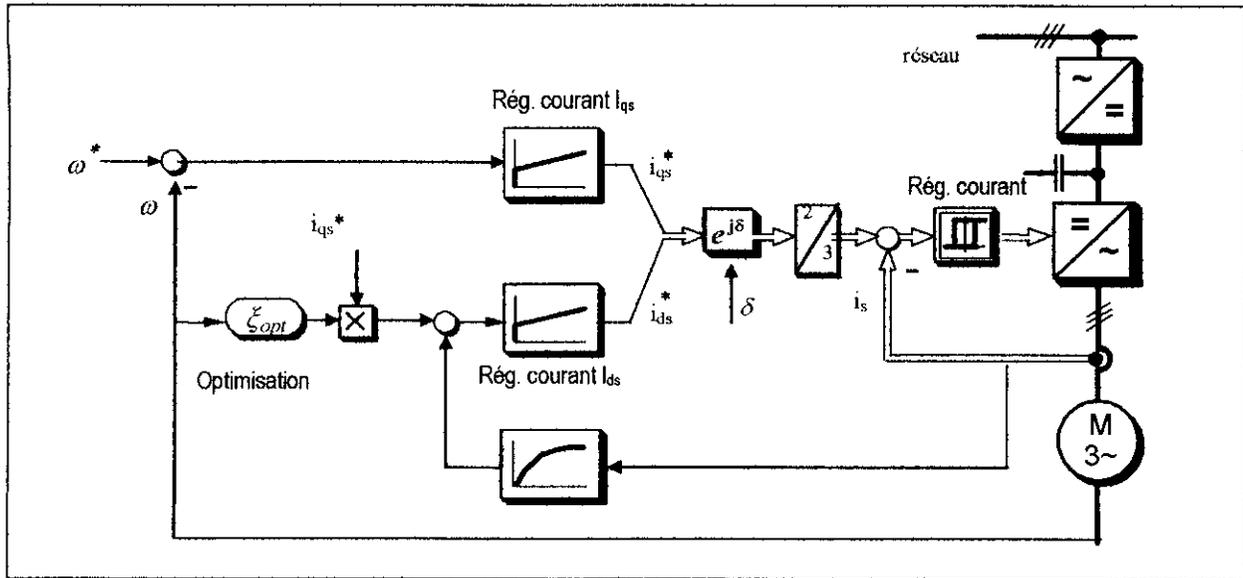


Fig. II.41. Simulation de la minimisation des pertes Joule et fer

II.3.4.3.1 Résultats de simulation

Comme on peut le constater, les résultats de simulation, figures II.42 à II.44 montrent que cette méthode de minimisation donne des performances assez satisfaisantes, puisque le temps de réponse de la vitesse devient plus long, le schéma bloc est plus difficile à implanter.

Nous remarquons que chaque fois qu'on diminue la charge appliquée, la méthode devient plus performante, et la comparaison des pertes en modèle classique avec ce modèle justifie cette méthode.

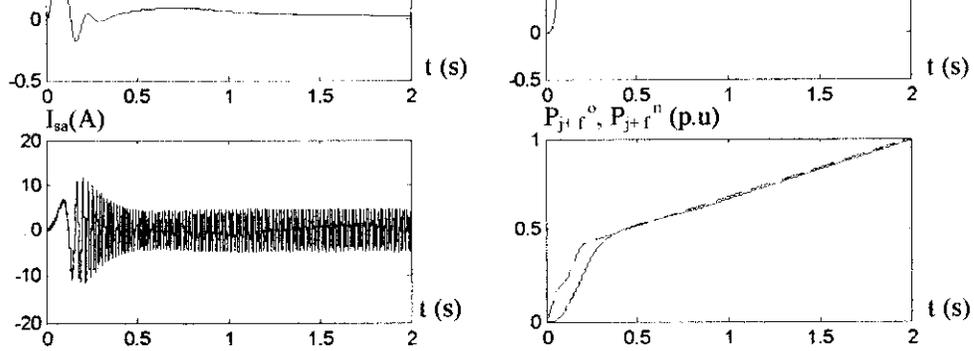


Fig. II.42. Simulation de la minimisation des pertes Joule et fer
Charge nominale, comparaison avec méthode à flux nominal

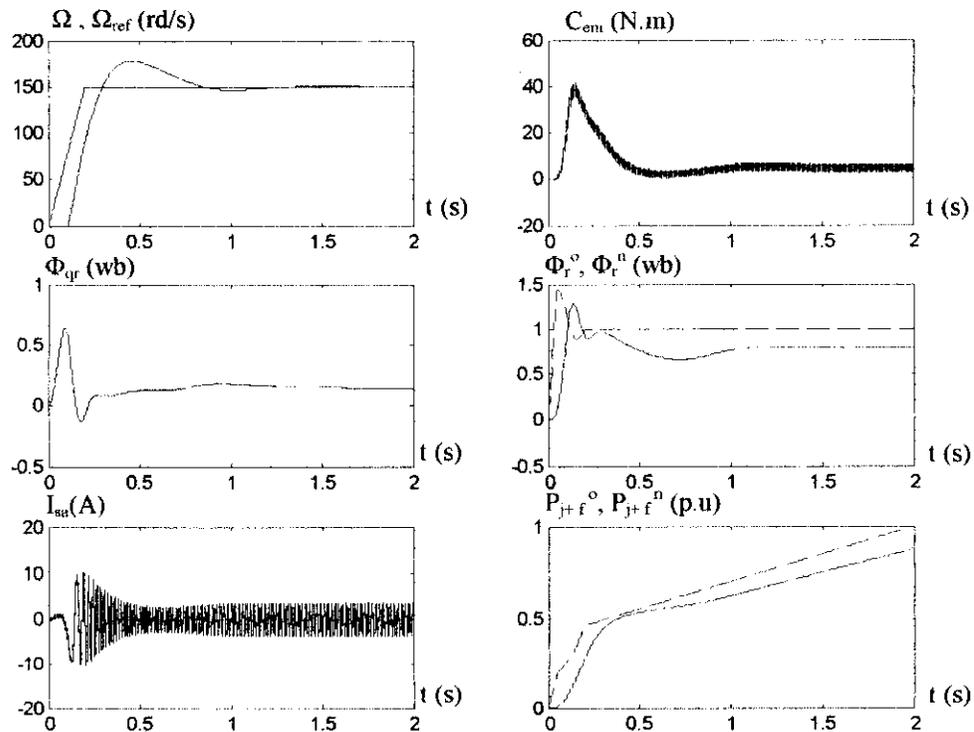


Fig. II.43. Simulation de la minimisation des pertes Joule et fer
Charge $C_r=5$ Nm, comparaison avec méthode à flux nominal

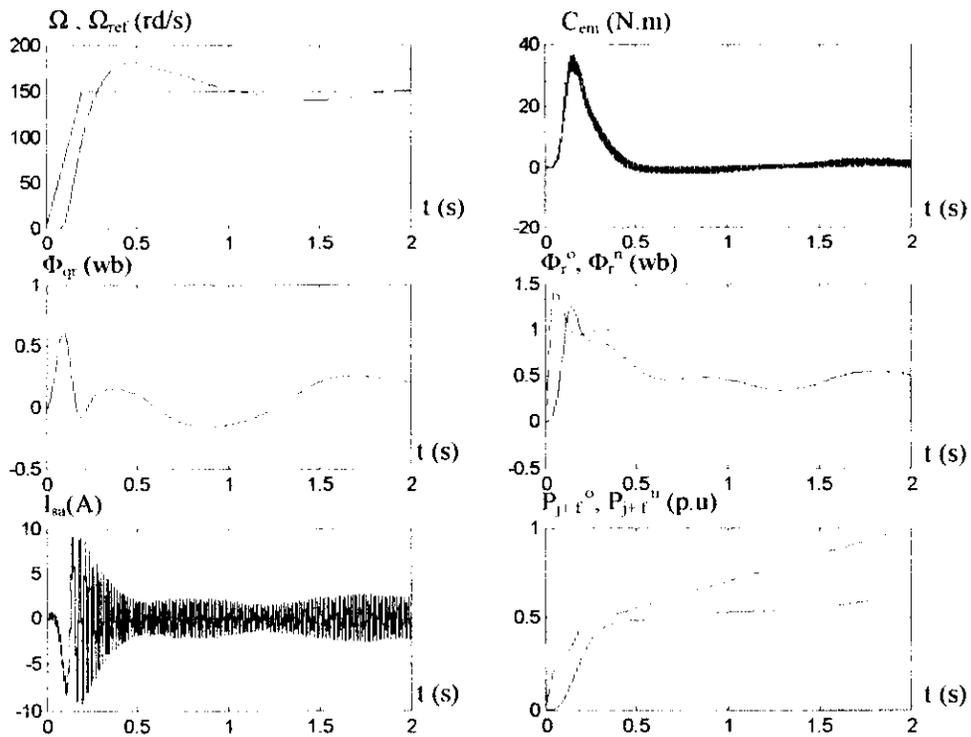


Fig. II.44. Simulation de la minimisation des pertes Joule et fer Charge $C_r=1$ Nm , comparaison avec méthode à flux nominal

II.4 Conclusion

Dans ce chapitre, et après avoir énoncé les diverses expressions des pertes, on a présenté deux grandes familles d'optimisation pour minimiser les pertes électromagnétique (Joule et fer). La première famille regroupe les méthodes d'optimisation du flux en fonction du couple électromagnétique, $\phi_r = f(C_{em})$, où trois méthodes ont été élaborées selon différentes fonctions objectives. La deuxième famille synthétise les méthodes d'optimisation selon une expression reliant les deux composantes du courant statoriques, $i_{ds} = f(i_{qs})$, en se penchant sur trois autres méthodes de minimisation de pertes.

On remarque primordialement que les différentes stratégies sont plus opérantes pour les faibles charges du couple.

On remarque aussi d'après cette étude, que la première famille de méthodes est la plus attrayante, de point de vue implémentation, où on a pu réalisé expérimentalement l'une de ces méthodes en validant l'optimisation à flux variable.

Concernant la complexité d'algorithme, nous pouvons constaté que la méthode suivant $\phi_r = f(\omega_s, C_{em})$ et la méthode suivant $i_{ds} = f(i_{qs}, \omega_r)$ prônent plus de complexité de calcul, donc d'implémentation que les autres algorithmes.

Un autre critère qui peut induire dans la comparaison des différentes stratégies d'optimisation est le temps de réponse. Selon les résultats obtenus par simulation numérique, nous pouvant dire que les méthodes suivant $i_{ds} = f(i_{qs})$ sont les moins performantes vis-à-vis de ce critère.

Néanmoins les différentes méthodes sont toutes sensibles aux paramètres de la machine asynchrone.

Dans le chapitre suivant, et en prenant comme stratégies d'optimisation celles à flux variable, nous essayerons de montrer l'influence de la variation de la constante de temps rotorique T_r sur la commande. Et d'effectuer une identification de ce paramètre notamment lors de l'application des faibles charges.

III.1 Introduction

Le modèle de flux défini dans le repère du flux rotorique est préférable pour sa grande simplicité et exactitude. Cependant, le problème se pose dès que les paramètres du modèle (en particulier $T_r=L_r/R_r$) ne correspondent plus aux paramètres de la machine. En effet la résistance R_r varie énormément avec la température de la machine mais elle n'est pas influencée par la variation de Φ_r , elle peut augmenter à 100% au-dessus de la valeur ambiante ou nominale. Elle ne peut être testée en off-ligne, il faut qu'elle soit estimée instantanément durant la commande.

Dans ce chapitre on montre l'effet de la variation de la constante de temps rotorique T_r sur les performances de la commande, ainsi que les différentes méthodes d'adaptations de T_r appliquées aux algorithmes de minimisation des pertes étudiés dans le chapitre précédent.

III.2 Effet de la variation de T_r sur la performance de la commande

A partir du système (I-10) de la commande indirecte à flux orienté, on peut obtenir les grandeurs estimées en régime permanent comme suit:

$$\begin{cases} i_{ds}^* = \frac{1}{M_{sr}^*} (T_r^* \frac{d\phi_r^*}{dt} + \phi_r^*) \\ i_{qs}^* = \frac{L_r^* C_{em}}{pM_{sr}^* \phi_r^*} \end{cases} \quad (III-1-a)$$

$$\omega_{gl}^* = \frac{M_{sr}^* i_{qs}^*}{T_r^* \phi_r^*} \quad (III-1-b)$$

Une erreur sur T_r conduit à une déviation de la fréquence de glissement ω_{gl}^* calculée à partir de l'équation (III-1-b). La position prédite du flux rotorique $\gamma_s^* = \int_0^t (\omega_m + \omega_{gl}^*) dt$ dévie de sa position actuelle $\gamma_s = \int_0^t (\omega_m + \omega_{gl}) dt$ qui produit une déviation de l'angle du couple $\Delta\delta = \Delta\gamma_s = \gamma_s^* - \gamma_s$, et par conséquent, aboutit à une subdivision incorrecte du courant statorique i_s en deux composantes i_{ds} , i_{qs} (voir figure III.1), la condition de découplage du flux et du couple ne peut pas être réalisée. Cela entraîne une dégradation de la performance du contrôle vectoriel et qui peut même conduire à une instabilité du système à contrôler si l'erreur sur T_r est trop importante.

Les effets de variation des paramètres du moteur ont été analysés dans plusieurs publications [Garces 80], [Costa Branco 97]. Pour un point de fonctionnement prédéterminé défini par les valeurs des courants i_{ds}^* , i_{qs}^* , il est possible de déterminer l'effet de la variation de la constante de temps rotorique sur le couple et le flux rotorique.

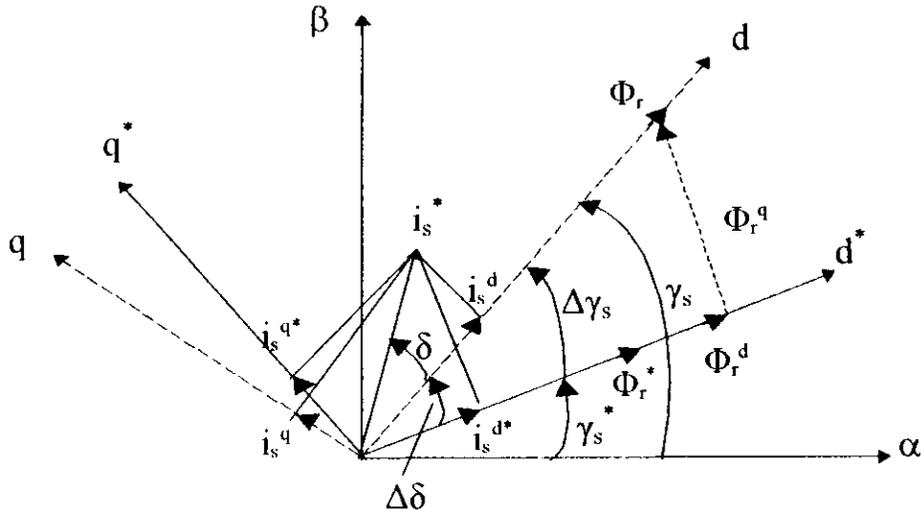


Fig. III.1. Orientation incorrecte du flux rotorique prévu Φ_r^*

Les expressions des flux à partir du système (1-3) s'écrivent :

$$\begin{cases} \frac{d\phi_r^d}{dt} = \frac{M_{sr}}{T_r} i_s^d - \frac{1}{T_r} \phi_r^d + (\omega_s - \omega_m) \phi_r^q \\ \frac{d\phi_r^q}{dt} = \frac{M_{sr}}{T_r} i_s^q - (\omega_s - \omega_m) \phi_r^d - \frac{1}{T_r} \phi_r^q \end{cases} \quad (\text{III-2})$$

En régime permanent, on aura :

$$\begin{cases} 0 = \frac{M_{sr}}{T_r} i_s^d - \frac{1}{T_r} \phi_r^d + \omega_{gl} \phi_r^q \\ 0 = \frac{M_{sr}}{T_r} i_s^q - \omega_{gl} \phi_r^d - \frac{1}{T_r} \phi_r^q \end{cases} \quad (\text{III-3})$$

Le couple électromagnétique réel, ainsi que Les flux réels en quadrature et direct en régime permanent s'écrivent :

$$\begin{cases} C_{em} = p \frac{M_{sr}}{L_r} (\phi_r^d i_s^q - \phi_r^q i_s^d) \\ \phi_r^d = \frac{M_{sr} (i_s^d + T_r \omega_{gl} i_s^q)}{(1 + T_r^2 \omega_{gl}^2)} \\ \phi_r^q = \frac{M_{sr} (i_s^q - T_r \omega_{gl} i_s^d)}{(1 + T_r^2 \omega_{gl}^2)} \end{cases} \quad (\text{III-4})$$

En remplaçant les flux par leurs expressions, l'équation du couple devient :

$$C_{em} = p \frac{M_{sr}^2}{L_r} \frac{T_r \omega_{gl}}{(1 + T_r^2 \omega_{gl}^2)} (i_{ds}^2 + i_{qs}^2) \quad (\text{III-5})$$

Le flux totalisé ϕ_r s'écrit :

$$\phi_r = \sqrt{\phi_{dr}^2 + \phi_{qr}^2} \quad (\text{III-6})$$

La valeur effective de la constante de temps rotorique T_r vaut :

$$T_r = k T_r^* \quad \text{donc} \quad k = \frac{T_r}{T_r^*} \quad (\text{III-7})$$

A partir des équations (III-4) à (III-7), on peut avoir les relations suivantes :

$$\frac{C_{em}}{C_{em}^*} = \frac{T_r}{T_r^*} \frac{1 + \left(\frac{i_{qs}^*}{i_{ds}^*} \right)^2}{1 + \left[\left(\frac{T_r}{T_r^*} \right) \left(\frac{i_{qs}^*}{i_{ds}^*} \right) \right]^2} \quad \frac{\phi_r}{\phi_r^*} = \frac{\sqrt{1 + \left(\frac{i_{qs}^*}{i_{ds}^*} \right)^2}}{\sqrt{1 + \left[\left(\frac{T_r}{T_r^*} \right) \left(\frac{i_{qs}^*}{i_{ds}^*} \right) \right]^2}} \quad (\text{III-8})$$

Il suit d'après ces équations, que les valeurs normalisées du couple et du flux rotorique ne sont pas des fonctions linéaires du rapport actuel/prédite constante de temps rotorique (T_r/T_r^*) et du point de fonctionnement du moteur (i_{qs}^*/i_{ds}^*).

Pour des valeurs nominales des courants de commande, on obtient à partir des équations (III-8), les courbes tracés sur la figure III.2 (où l'effet de la saturation est omis). Pour les moteurs de faibles puissances, la plage du rapport de courants nominaux est de: $i_{qs}^n/i_{ds}^n=1-2$.

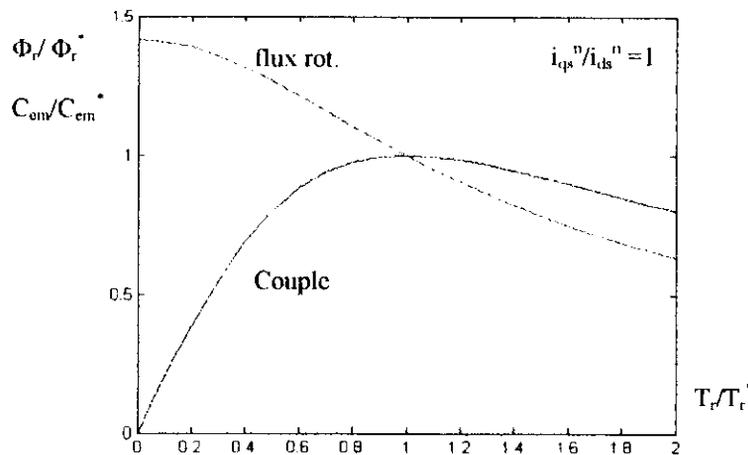


Fig. III.2. Effet de la variation des paramètres en régime permanent

Sur les courbes de la figure III.2, et si l'actuelle valeur de la constante de temps est plus petite que celle prédite ($T_r/T_r^* < 1$), le flux augmente de sa valeur correcte (voir diagramme vectoriel de la figure III.1). La variation du flux et du couple dépend fortement de la valeur de i_{qs}^n/i_{ds}^n .

Pour éviter toute erreur sur la phase et l'amplitude du flux rotorique, un ajustement des paramètres du moteur, notamment de T_r , est nécessaire.

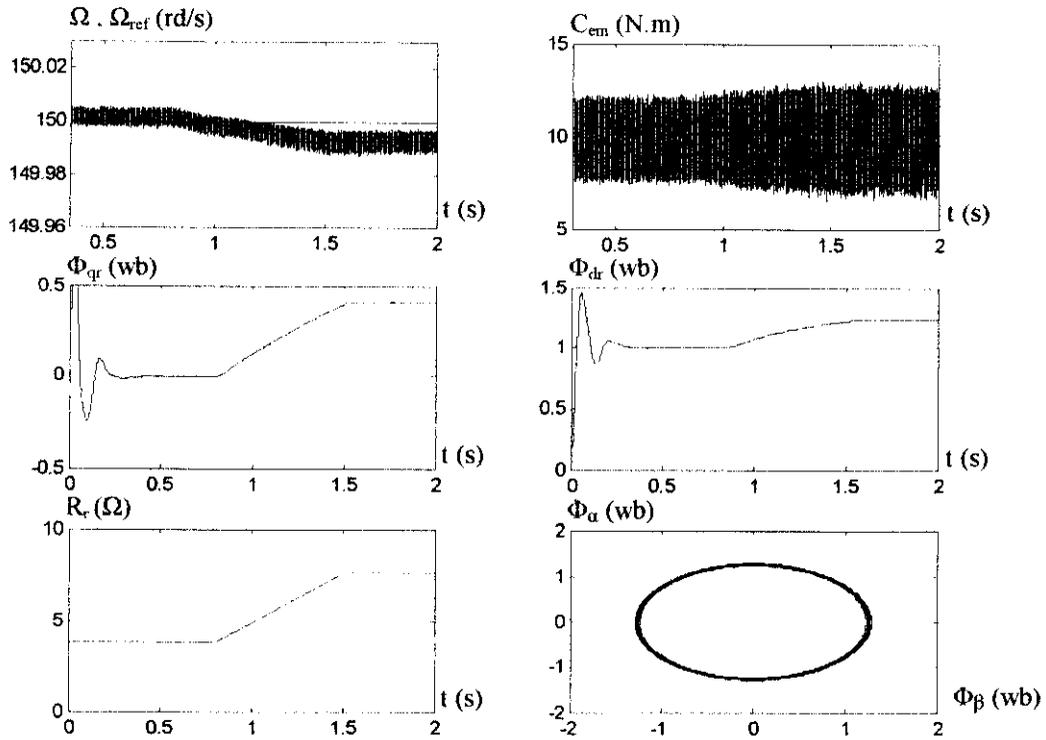


Fig. III.3. Influence d'augmentation de R_r de 100% sur la commande nominale ($C_r=10$ N.m)

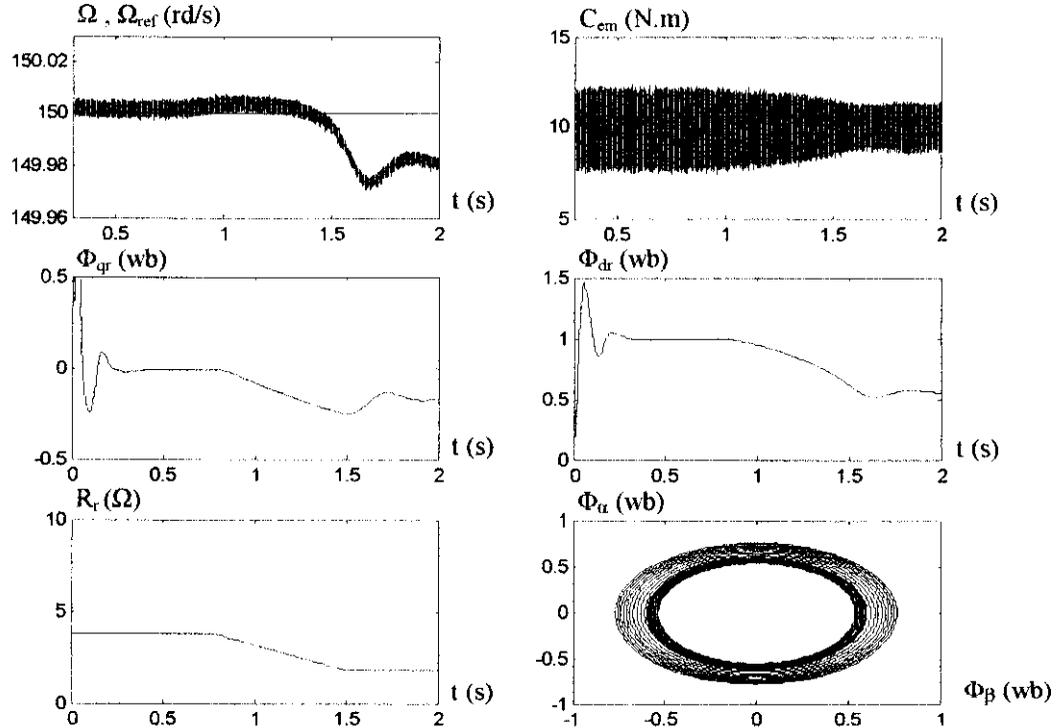


Fig. III.4. Influence de diminution de R_r de 100% sur la commande nominale ($C_r=10$ N.m)

III.2.1 Résultats de l'influence de la déviation de T_r sur le réglage

La commande indirecte dépend de la valeur de T_r utilisé, pour obtenir la position instantanée de Φ_r , si la position dévie, on perd le découplage entre flux et couple, la réponse en régime transitoire et permanent se dégrade.

Les figures III.3 et III.4 montrent l'influence de la déviation de T_r de sa valeur prédite sur la réponse dynamique du réglage. Pour $T_r=2*T_{r0}$, figure III.3, le flux et le couple réels dévient de leurs valeurs de référence. La vitesse subit des perturbations en régimes transitoires, et elle converge en régime permanent vers sa valeur de référence,

Pour $T_r=T_{r0}/2$, figure III.4, le flux et le couple réels dévient de leurs valeurs de référence. La vitesse subit des perturbations en régimes transitoires, et elle converge en régime permanent vers sa valeur de référence.

Cette étude montre qu'en tenant compte des variations réelles des paramètres de la machine au cours de son fonctionnement, on voit disparaître la structure dynamique semblable à celle d'un moteur à courant continu. Donc une adaptation en temps réel est indispensable pour avoir une commande robuste et fiable.

III.3 Adaptation de la constante de temps rotorique de la machine asynchrone

Dans la littérature, les mécanismes d'adaptation de la constante de temps rotorique avec un modèle de référence sont particulièrement adaptés à la commande vectorielle indirecte [Garces 80] [Okuyama 83] [Lorenz 90] [Chan 90] [Rowan 91].

On distingue le modèle de référence du couple [Lorenz 90], où l'équation du couple est utilisée pour identifier la constante de temps T_r , cette commande peut être utilisée en régime transitoire, cependant on a besoin d'estimer M_{sr}^2/L_r , et la résistance statorique R_s .

Le modèle de référence basé sur l'énergie réactive [Garces 80], utilise l'équation de l'énergie réactive pour l'adaptation de T_r , cette commande adaptative utilise l'inductance statorique L_s et le coefficient de dispersion σ , mais on a pas besoin de connaître la résistance R_s .

Le modèle de référence de la tension [Rowan 91] utilise l'équation de la tension suivant les axes en quadrature q et en direct d pour identifier la résistance rotorique, la résistance R_s et l'inductance L_s sont estimés.

On peut aussi classer les différents algorithmes en ligne d'estimation de la constante de temps rotorique en trois grandes familles de méthodes:

1. Méthodes basées sur l'injection d'un signal

Pour détecter la variation de la constante de temps rotorique, un signal de perturbation extérieur est injecté dans le processus, ce signal est généralement surimposé au courant de commande, la réponse de l'entraînement est utilisée pour compenser l'effet de la variation de T_r . Parmi les travaux réalisés, on distingue l'injection d'une séquence

binaire pseudo-aléatoire [Leonhard 90] [Costa Branco 97], l'injection d'un signal sinusoïdal, ou encore l'injection d'un signal de courant à séquence négative [Matsuo 85].

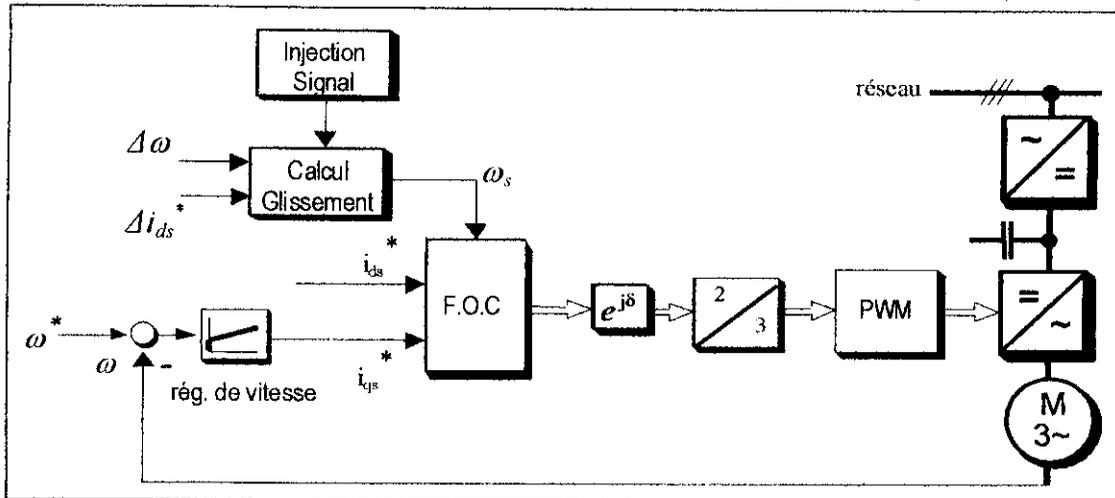


Fig. III.5. Schéma bloc général de l'adaptation de T_r
Commande indirecte - méthodes injection de signal

2. Méthodes basées sur un signal d'erreur

Dans ces méthodes d'identification de T_r , un signal de référence S^* et un signal estimé du moteur S sont calculés et soustraits. L'erreur du signal ($\Delta S = S^* - S$) est utilisée dans un calcul de glissement pour compenser l'effet de la variation de la constante de temps rotorique. Les travaux de Timothy Rowan et al. dans [Rowan 91] font intervenir l'erreur d'énergie réactive, l'erreur du couple, ou encore l'erreur de la tension dans les deux axes direct d et en quadrature q .

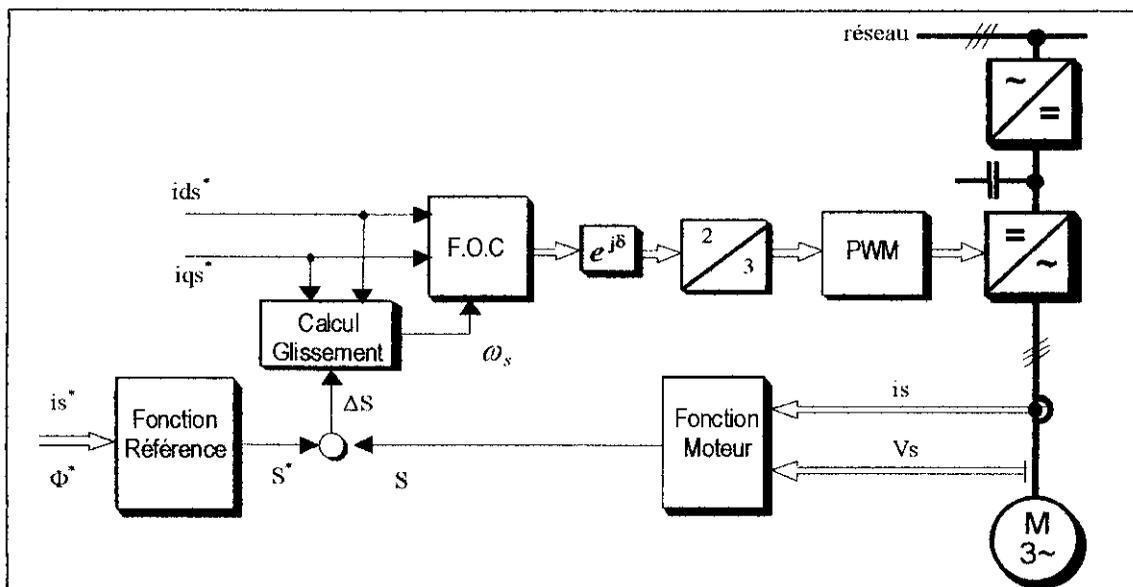


Fig. III.6. Schéma bloc général de l'adaptation de T_r
Commande indirecte - méthodes signal d'erreur

3. Méthodes basées sur une fonction d'erreur

Dans les schémas des méthodes basées sur une fonction d'erreur, une fonction critère F est définie et calculée par des quantités mesurées, tandis que la fonction référence F_0 provient du modèle de la machine.

La différence entre la référence et l'actuelle valeur du critère F dépend de T_r et elle est utilisée pour compenser les effets sur le comportement de la machine.

L'adaptation d'un coefficient variable se fait par l'intermédiaire d'une boucle de régulation portant sur une sortie auxiliaire accessible par la mesure et sensible à ces variations.

La fonction erreur basée sur les tensions statorique est décrite dans [Vukosavic 93], alors que la fonction erreur basée sur la puissance active et réactive est développée dans [Sumner 91]. L'influence de la résistance statorique et l'effet de variation des inductances est réduite dans le travail de Sumner, modifiant ainsi la méthode de J. Garces de la fonction erreur basée sur la puissance réactive [Garces 80].

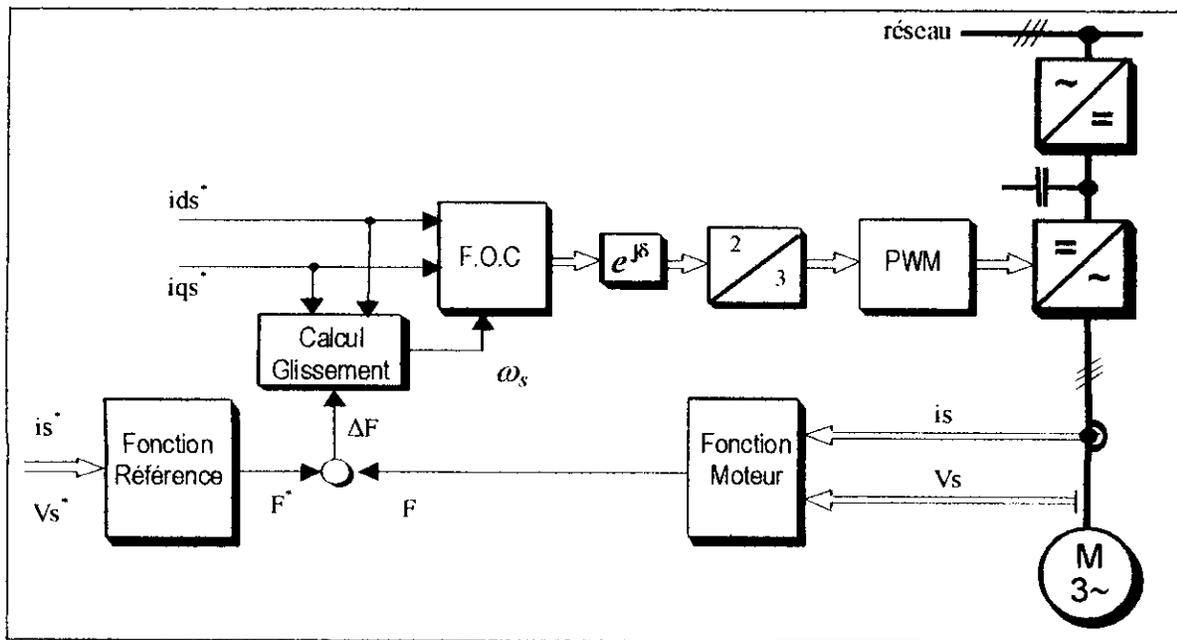


Fig. III.7. Schéma bloc général de l'adaptation de T_r
Commande indirecte - méthodes Fonction d'erreur

Deux méthodes d'identification de T_r , développées respectivement par Luis J. Garces [Garces 80], et T. Okuyama [Okuyama 83] ont été étudiées et simulées avec les stratégies d'optimisations à flux variable. Une nouvelle méthode proposée pour surmonter les imperfections d'application des méthodes d'identification de T_r avec minimisation des pertes pour les faibles charges.

III.4. Identification de T_r suivant l'optimisation du flux , $\phi_r = f(C_{em})$

III.4.1 Identification de la constante de temps rotorique selon Garces

Luis J. Garces en 1980, propose une adaptation de la constante de temps rotorique T_r dans le cadre d'une commande vectorielle indirecte d'une machine asynchrone alimentée en courant.

Dans cette méthode, la fonction critère est obtenue par une expression modifiée de la puissance réactive. Cet algorithme peut opérer proprement lorsque la fréquence de glissement ou la fréquence du stator ne sont pas nulles.

Le calcul se fait d'une part en fonction des consignes flux et glissement, et d'autre part en fonction de la mesure des courants, tensions et vitesse. L'erreur fonction estimée/ fonction mesurée permet l'adaptation du paramètre T_r .

La puissance réactive transférée au rotor s'écrit:

$$Q = V_{qs} I_{ds} - V_{ds} I_{qs} \quad (\text{III-9})$$

Les expressions des tensions statoriques directe et en quadrature sont :

$$\begin{aligned} V_{ds} &= R_s I_{ds} + L_s \sigma \frac{dI_{ds}}{dt} + \frac{M_{sr}}{L_r} \frac{d\Phi_{dr}}{dt} + \omega_s \left[L_s \sigma I_{qs} + \frac{M_{sr}}{L_r} \Phi_{qr} \right] \\ V_{qs} &= R_s I_{qs} + L_s \sigma \frac{dI_{qs}}{dt} + \frac{M_{sr}}{L_r} \frac{d\Phi_{qr}}{dt} - \omega_s \left[L_s \sigma I_{ds} + \frac{M_{sr}}{L_r} \Phi_{dr} \right] \end{aligned} \quad (\text{III-10})$$

Les termes qui contiennent R_s peuvent être éliminés, et la puissance réactive de la machine en régime permanent sera :

$$\begin{aligned} V_{qs} I_{ds} - V_{ds} I_{qs} &= \\ &= \sigma L_s \left(\frac{di_{sq}}{dt} i_{sd} - \frac{di_{sd}}{dt} i_{sq} \right) - \omega_s \sigma L_s (i_{sq}^2 + i_{sd}^2) + \\ &\quad \frac{M_{sr}}{L_r} \left(\frac{d\Phi_{qr}}{dt} i_{sd} - \frac{d\Phi_{rd}}{dt} i_{sq} \right) - \omega_s \frac{M_{sr}}{L_r} (\Phi_{rd} i_{sq} + \Phi_{rd} i_{sd}) \end{aligned} \quad (\text{III-11})$$

La fonction d'erreur est définie par :

$$I' = \left[\left(V_{qs} - \sigma L_s \frac{di_{qs}}{dt} \right) i_{ds} - \left(V_{ds} - \sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} \right) i_{qs} - \omega_s \sigma L_s (i_{sq}^2 + i_{sd}^2) \right] \quad (\text{III-12})$$

La fonction de référence est :

$$I'_0 = -\frac{1}{L_r} \omega_s \Phi_{dr}^2 = -\frac{M_{sr}}{L_r} \omega_s \Phi_{dr} i_{ds} \quad (\text{III-13})$$

On constate d'après les fonctions d'erreur et de référence (III-12) et (III-13), que seul l'inductance statorique L_s intervient dans le calcul, et de ce fait cette inductance sera estimée. Le schéma de principe de cette adaptation est donné par la figure III.8 ci-dessous :

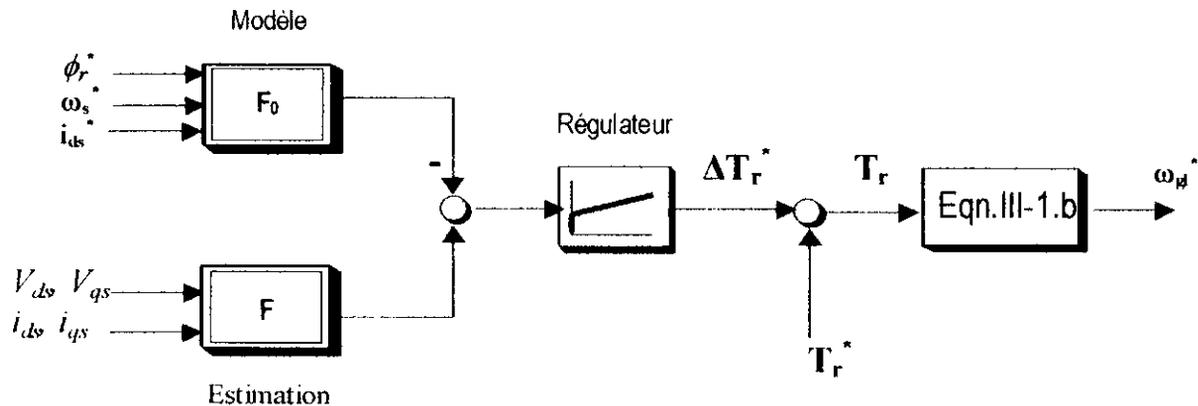


Fig. III.8. Principe de l'adaptation de T_r basée sur le schéma du modèle de référence

III.4.1.1 Simulation de l'adaptation

Pour valider le mécanisme d'adaptation de la constante de temps rotorique, représenté par le schéma bloc de la Figure III.9, on a testé par simulation la machine asynchrone avec commande nominale puis optimale.

Une simulation pour tester l'adaptation selon Garces est montrée sur les figures III.10 à III.12 pour la méthode indirecte de la commande vectorielle. On a introduit un désaccord linéaire de T_r , à l'instant $t=0.8$ s à $t=1.5$ s, puis une descente de $t=3$ s à $t=3.5$ s.

A flux nominal, et avec une application d'une charge nominale, on a simulé l'adaptation de la constante de temps rotorique, on remarque que la variation de T_r avec une augmentation de 100% n'affecte guère le découplage puisque la figure III.10 montre que la vitesse suit la valeur de référence, la composante du flux en quadrature Φ_{qr} est nulle en régime permanent et la composante Φ_{dr} suit le flux de référence nominal.

Comme il a été démontré dans le chapitre II, la variation du flux pour une minimisation de pertes Joule et fer est plus efficace pour les faibles charges. Alors on s'intéresse lors de l'adaptation de la constante de temps rotorique T_r par l'application de ces mécanismes pour les faibles charges du couple.

On remarque d'après les résultats de simulation, avec l'introduction de l'optimisation du flux donc minimisation des pertes, figures III.11 et III.12, que l'adaptation de la constante de temps rotorique, et lorsqu'on diminue la charge, le mécanisme d'adaptation se dégrade, surtout pour les faibles charges, c'est à dire inférieures à 2 N.m. Pour ces faibles charges, on a recours à des bloc de limitations pour avoir une meilleure convergence.

Afin de surmonter cet inconvénient de non validité de ce mécanisme pour les faibles charges, on opte pour les méthodes d'adaptation basées sur un signal d'erreur.

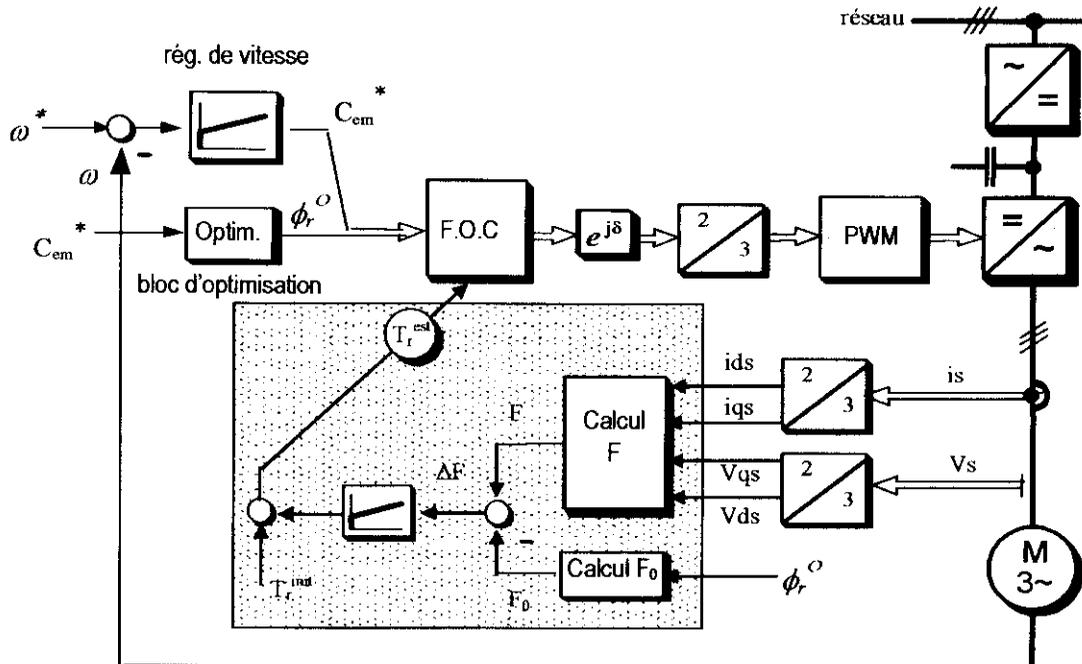


Fig. III.9. Schéma bloc de l'adaptation de la constante de temps rotorique T_r pour la Commande indirecte avec optimisation du flux

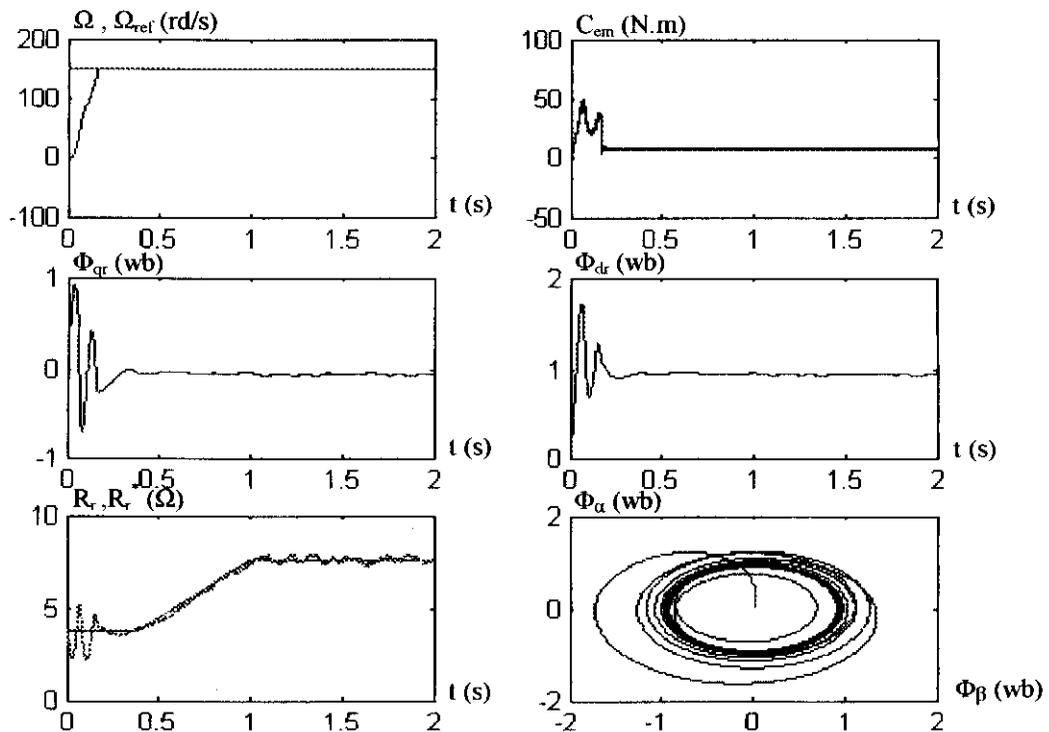


Fig III.10. Adaptation de T_r , $C_r=10$ N.m selon méthode Garces, à flux nominal

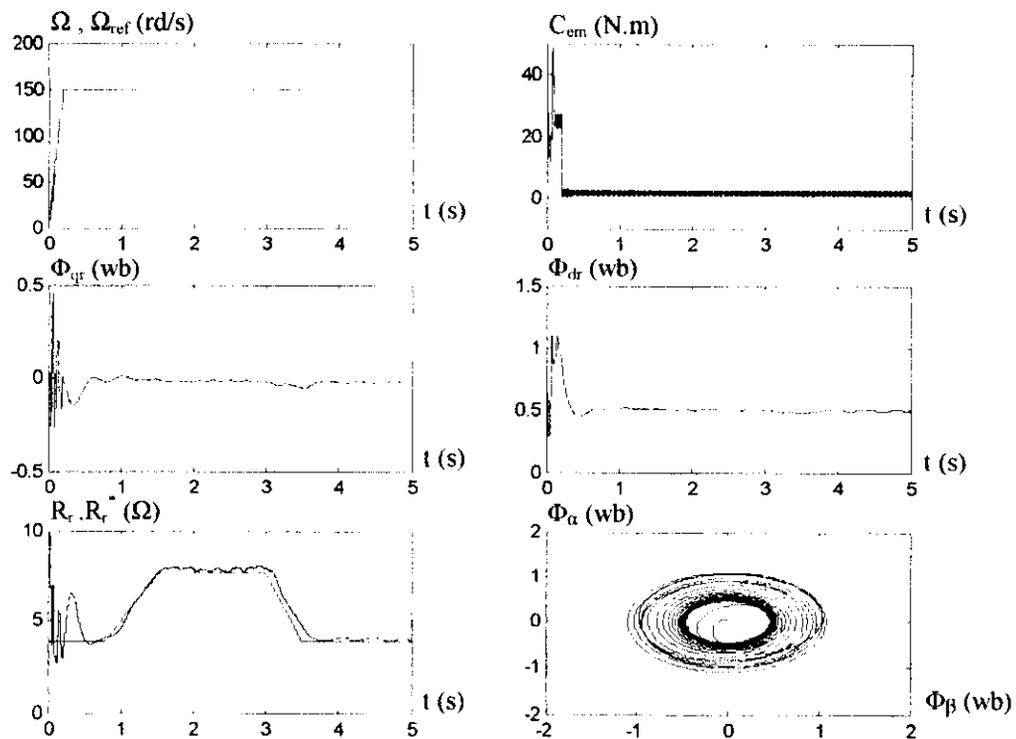


Fig III.11. Adaptation de T_r , $C_r=2$ N.m selon méthode Garces, à flux variable

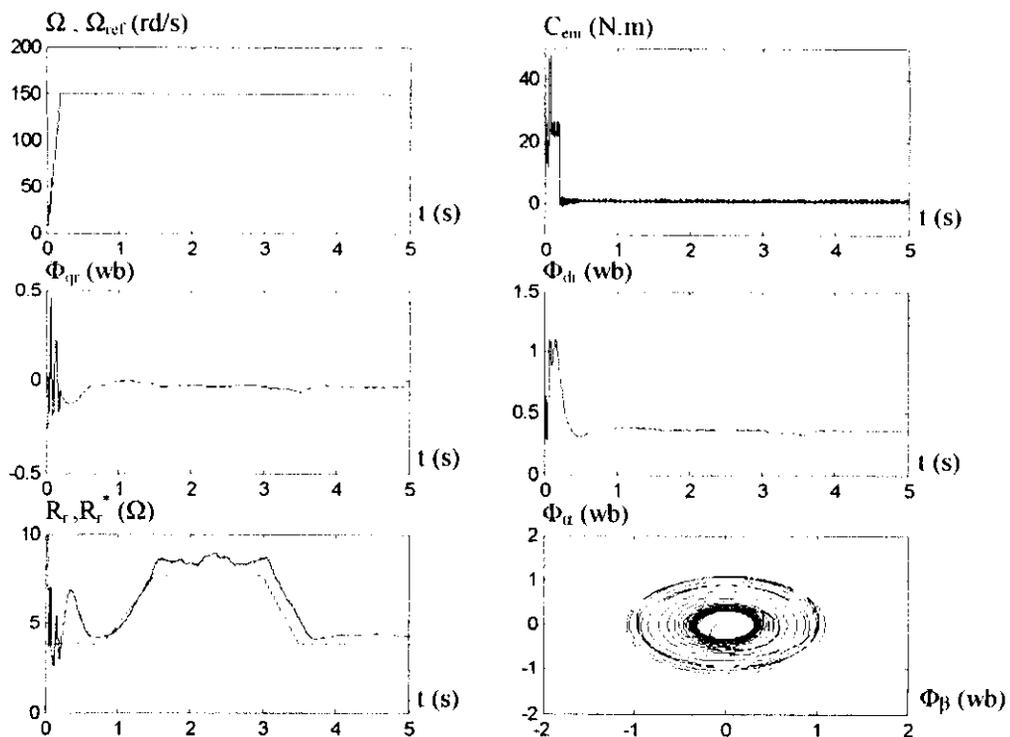


Fig III.12. Adaptation de T_r , $C_r=1$ N.m selon méthode Garces, à flux variable

III.4.2 Méthode d'identification de T_r selon Okuyama

Cette méthode d'adaptation de la constante de temps rotorique est basée sur le calcul de la fréquence de glissement via un signal d'erreur du flux rotorique en quadrature. Ainsi, l'équation du flux Φ_r^q est utilisée pour identifier la résistance rotorique, en plus d'un régulateur proportionnel intégrateur PI, et un estimateur de glissement, [Okuyama 83].

Les équations des tensions statoriques sont données d'après le système (I-2) par :

$$\begin{cases} V_s^d = R_s i_s^d + \frac{d\phi_s^d}{dt} - \omega_s \phi_s^q \\ V_s^q = R_s i_s^q + \frac{d\phi_s^q}{dt} + \omega_s \phi_s^d \end{cases} \quad (\text{III-14})$$

En régime permanent, l'expression du flux statorique devient:

$$\phi_s^q = -\frac{V_s^d - R_s i_s^d}{\omega_s} \quad (\text{III-15})$$

L'expression des flux peut s'écrire sous la forme suivante:

$$\phi_{qr} = \phi_{qs} - X_{lsr} i_{qs} \quad \text{avec} \quad X_{lsr} = \sigma L_s \quad (\text{III-16})$$

En remplaçant dans l'équation (III-16) l'expression du flux statorique de l'équation (III-15) on aura :

$$\phi_{qr} = -\frac{V_s^d - R_s i_s^d}{\omega_s} - X_{lsr} i_{qs} \quad (\text{III-17})$$

A flux orienté, les expressions estimées du flux et du glissement se déduisent du système (I-6) comme suit :

$$\frac{d\phi_r^*}{dt} = \frac{M_{sr}}{T_r^*} i_{ds}^* - \frac{1}{T_r^*} \phi_r^* \quad (\text{III-18})$$

$$\omega_{gl}^* = \frac{M_{sr}}{T_r^*} \frac{i_{qs}^*}{\phi_r^*} \quad (\text{III-19})$$

Avec le flux rotorique qui peut s'écrire:

$$\phi_r^* = \frac{M_{sr}}{(T_r^* s + 1)} i_{ds}^* \quad \text{avec} \quad s = \frac{d}{dt} \quad (\text{III-20})$$

Le principe de la méthode d'identification est le calcul de l'erreur entre le flux en quadrature de l'équation (III-17) et le flux Φ_{qr} , qui est ici nul, puisqu'on est dans une commande à flux orienté.

L'estimateur de la fréquence de glissement proposé est présenté sur la figure III.16. Cet estimateur comporte ainsi le bloc qui a pour entrées les courants statoriques i_{ds}^* et i_{qs}^* et la constante de temps rotorique identifiée T_r^* , et pour sortie la fréquence de glissement ω_{gl}^* .

L'évaluation de la constante de temps rotorique se base donc, sur le modèle de référence de la machine et le régulateur proportionnel intégrateur PI. Le régulateur PI consiste à remettre à zéro le flux Φ_{qr} du modèle de référence et à commander la constante de temps rotorique T_r^* .

Dans cette méthode basée sur un signal d'erreur, le signal S est défini, calculé par des quantités mesurées, qui sont les tensions statoriques V_{ds} et V_{qs} et les courants statoriques i_{ds} et i_{qs} , tandis que le signal de référence S^* provient du flux en quadrature. L'erreur entre le signal estimé et le signal mesuré nous permet l'adaptation de T_r .

Le signal estimé du modèle de la machine est donc défini par :

$$S = \phi_{qr} = -\frac{V_s^d - R_s i_s^d}{\omega_s} - X_{lsr} i_{qs} \quad (\text{III-21})$$

Le signal de référence sera:

$$S^* = \phi_{qr}^* = 0 \quad (\text{III-22})$$

Les expressions des signaux estimés et de référence nous permettent d'implanter le mécanisme d'adaptation avec une estimation de la résistance R_s et de l'inductance L_s . Le schéma bloc du principe de l'adaptation de T_r est donné sur la figure (III.13) ci-dessous.

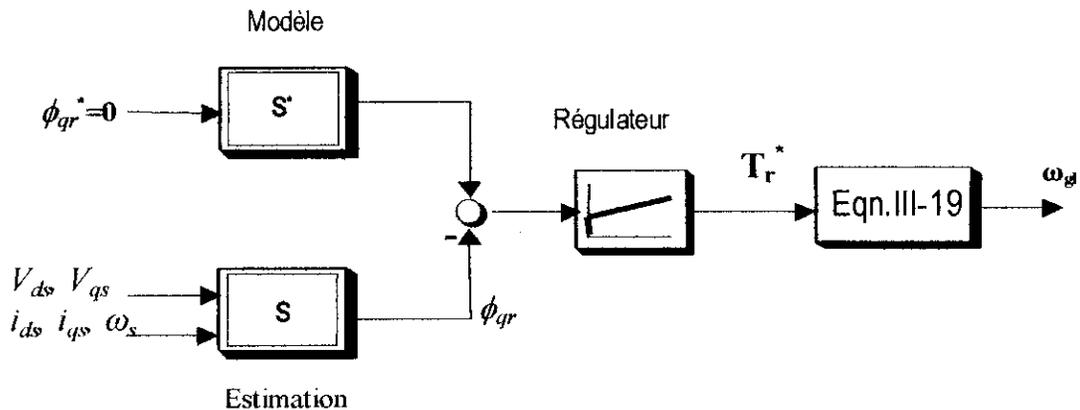


Fig. III.13. Principe de l'adaptation de T_r basée sur le modèle de référence du flux rotorique

III.4.2.1 Simulation de l'adaptation de T_r

Pour valider le mécanisme d'adaptation de la constante de temps rotorique, représenté par le schéma bloc de la Figure III.14, on a testé par simulation la machine asynchrone avec commande optimale en introduisant un désaccord linéaire de T_r , ainsi qu'une variation brusque de la résistance rotorique R_r .

Une première fois avec le désaccord linéaire à l'instant $t=0.8$ s à $t=1.5$ s, puis une descente de $t=3$ s à $t=3.5$ s. et une deuxième fois à l'instant $t=0.8$ s nous introduisons une augmentation brusque de 100% de la résistance rotorique dans le modèle de la machine.

Naturellement, dans une vraie commande, la résistance de rotor ne subit jamais des variations brusques en réponse aux variations de la température, car la valeur de la constante de temps thermique est grande. La résistance de rotor change plutôt exponentiellement en fonction de l'échauffement de moteur. Les variations d'échelon présentent un cas extrême et sont employées ici pour examiner la performance dynamique de la méthode d'adaptation.

Nous constatons que la valeur estimée de T_r , exprimé par l'écart ΔS converge vers la valeur réelle pour les charges nominales de $C_r=10$ N.m, figures III.15 et III.16 tandis que pour l'application des faibles charges, figures III.17 à III.20, l'écart entre la valeur réelle de T_r et la valeur prédite T_r augmente considérablement quand on diminue progressivement les charges de 5 N.m, puis 2 N.m et enfin 1 N.m.

Grâce à cette adaptation, la variation de T_r avec une augmentation de 100% n'affecte pas le découplage puisque les courbes obtenues montrent que la vitesse suit la valeur de référence, la composante du flux en quadrature Φ_{qr} est nulle en régime permanent, la composante Φ_{dr} suit le flux de référence, ici à flux variable.

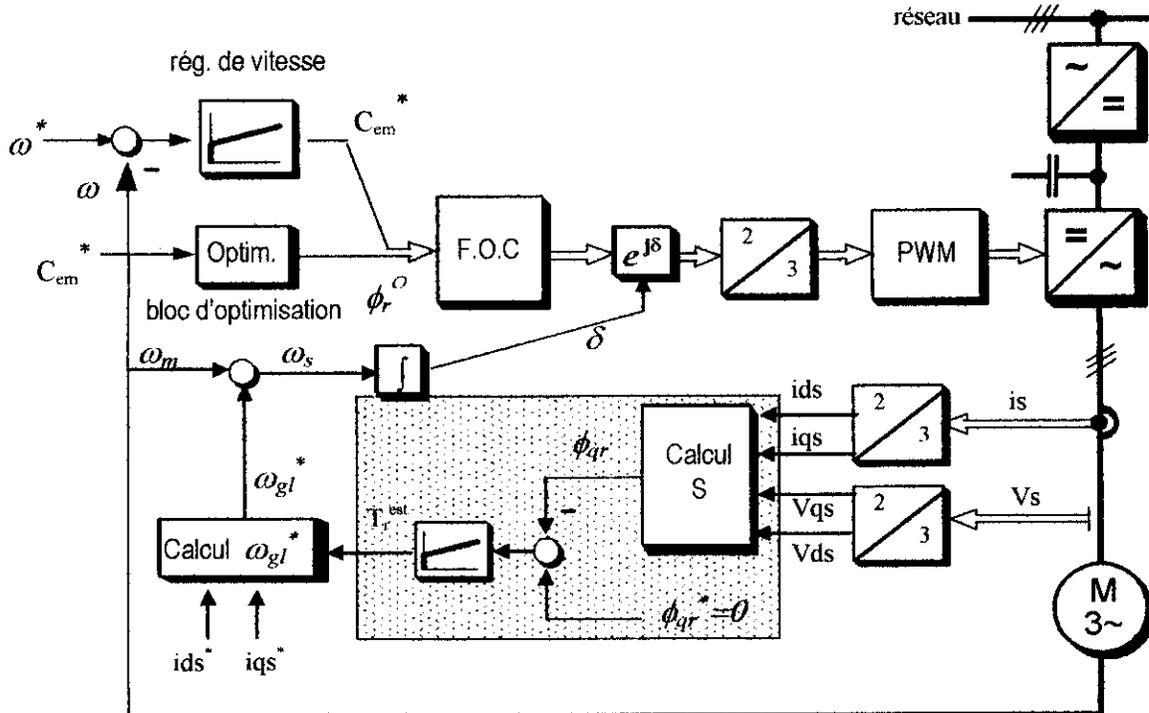


Fig. III.14. Schéma bloc de l'adaptation de la constante de temps rotorique T_r pour la Commande indirecte avec optimisation du flux

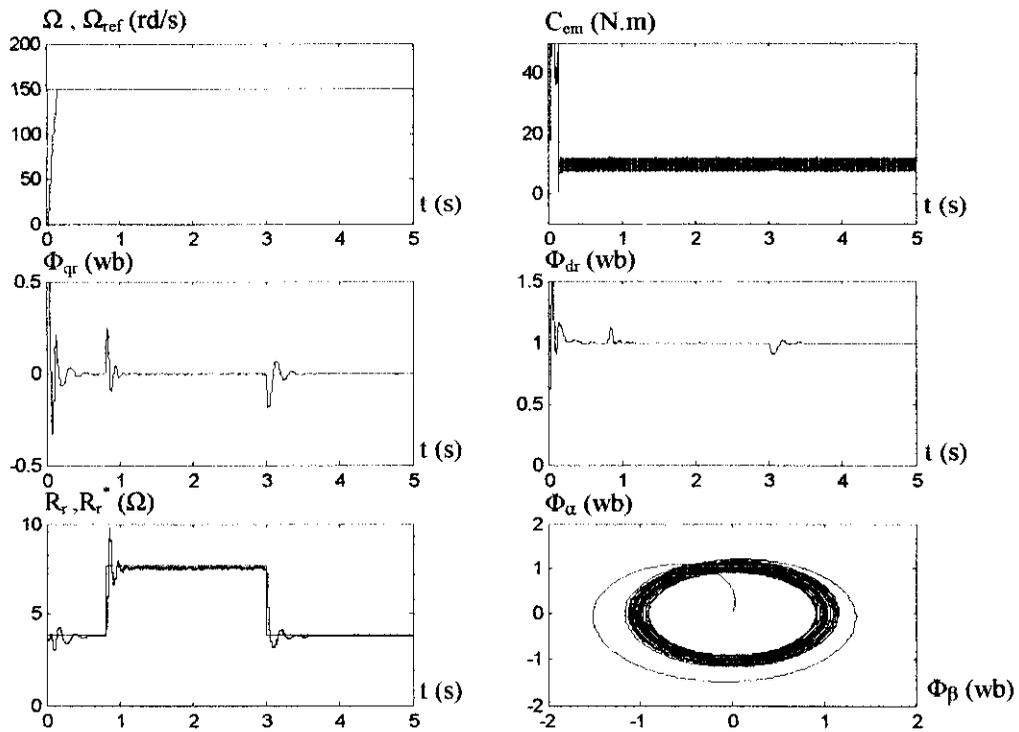


Fig III.15. Adaptation de T_r , $C_r=10$ N.m selon méthode Okuyama à flux nominal

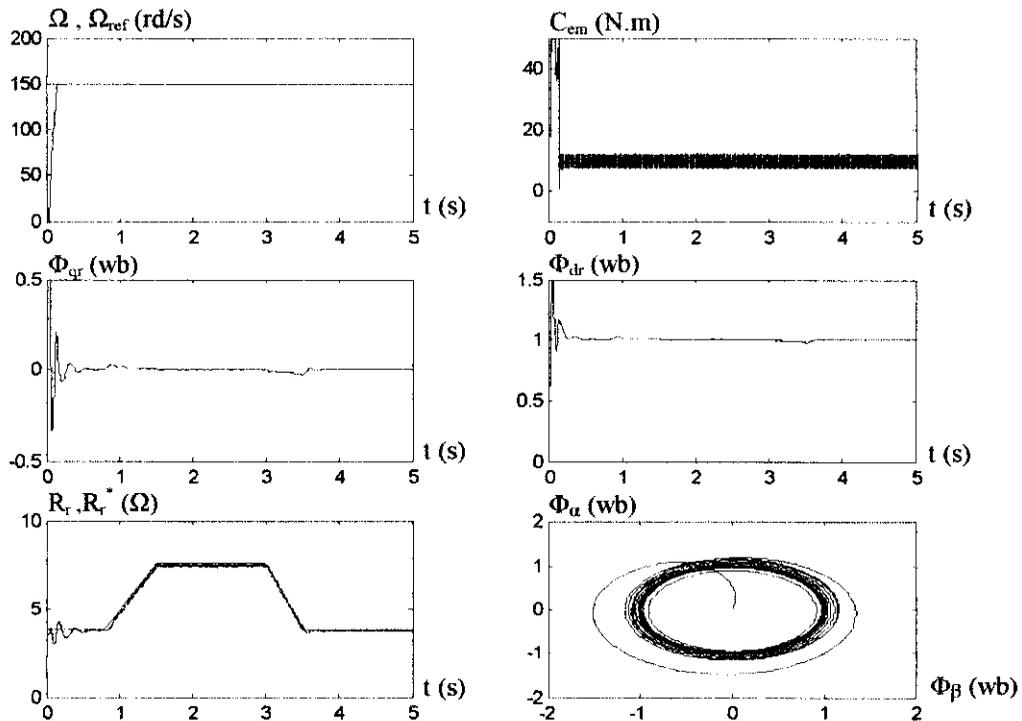


Fig III.16. Adaptation de T_r , $C_r=10$ N.m selon méthode Okuyama, à flux nominal

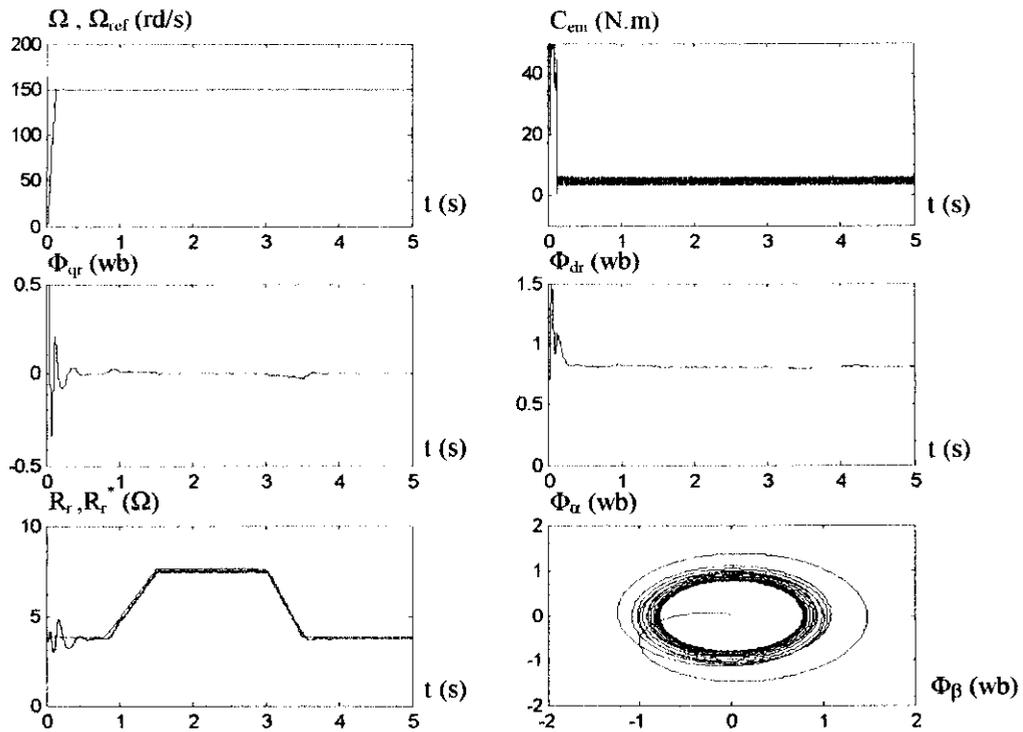


Fig III.17. Adaptation de T_r , $C_r=5$ N.m selon méthode Okuyama à flux variable

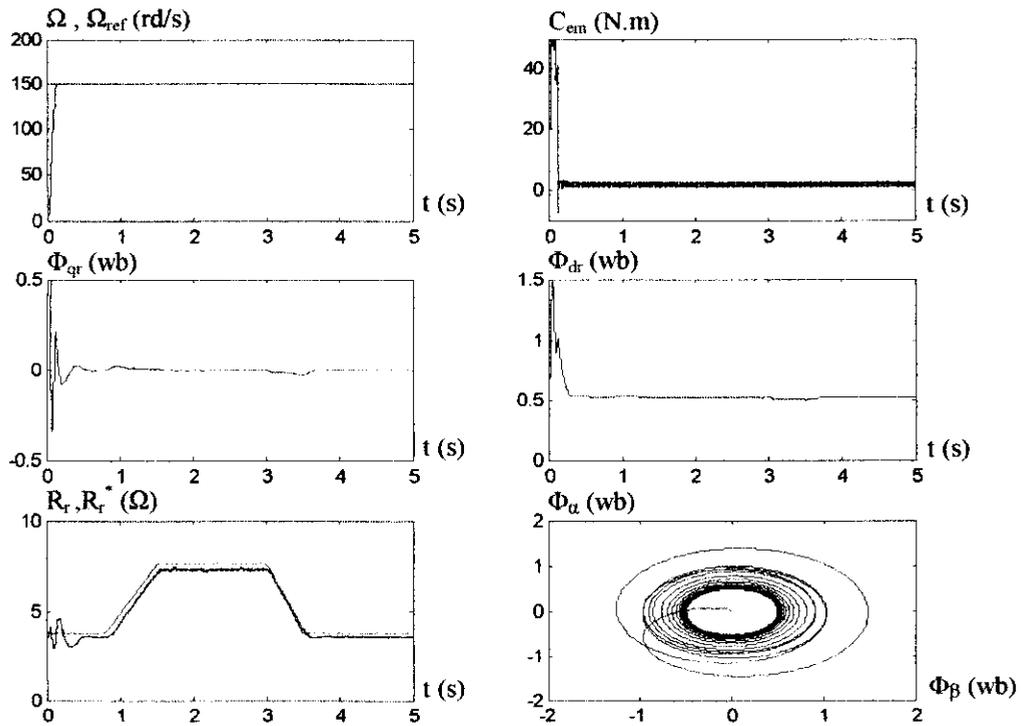


Fig III.18. Adaptation de T_r , $C_r=2$ N.m selon méthode Okuyama à flux variable

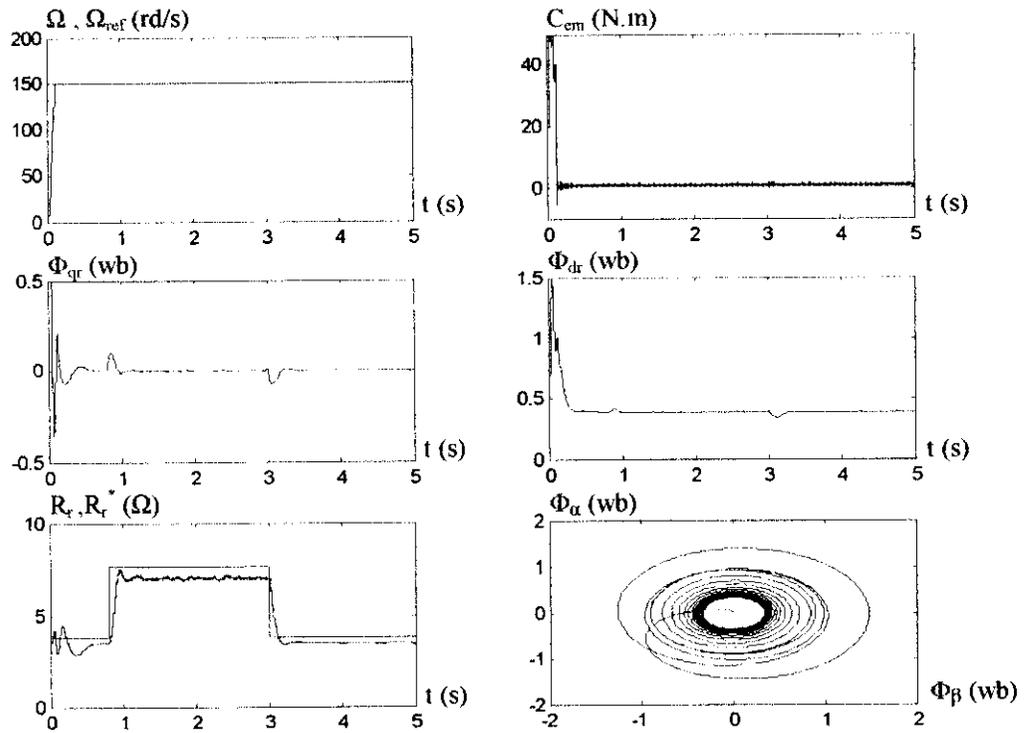


Fig III.19. Adaptation de T_r , $C_r=1$ N.m selon méthode Okuyama à flux variable

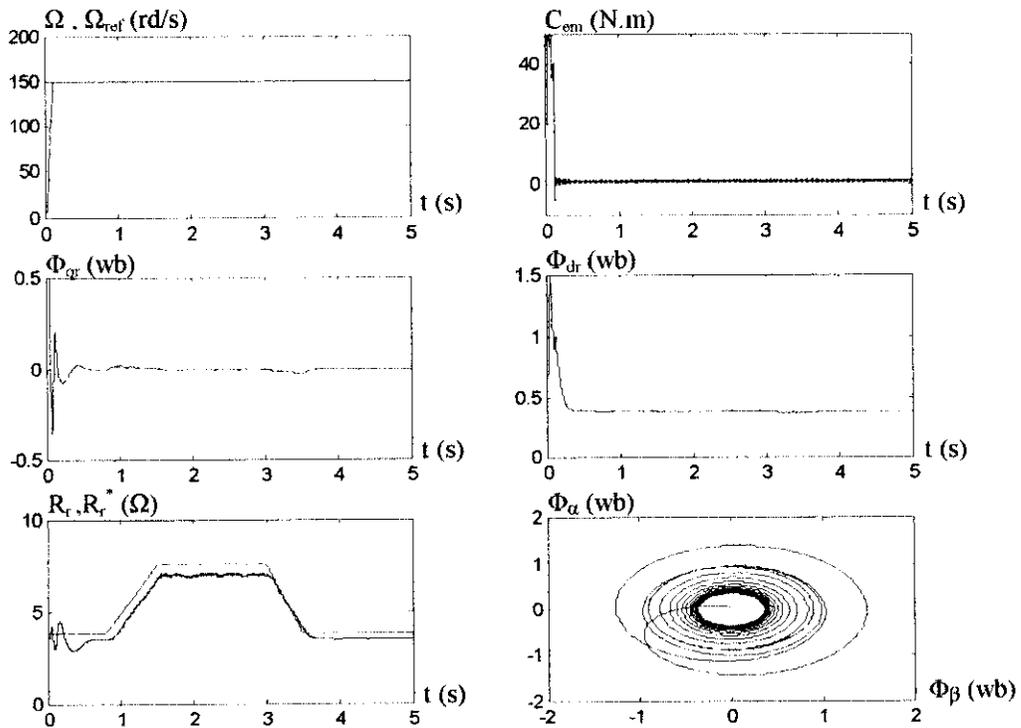


Fig III.20. Adaptation de T_r , $C_r=1$ N.m selon méthode Okuyama à flux variable

III.4.3 Nouvelle méthode d'identification de la constante de temps T_r

Cette nouvelle méthode d'adaptation de la constante de temps rotorique est déduite de la méthode de T. Okuyama dans [Okuyama 83]. Elle est basée sur un signal d'erreur. L'équation du flux Φ_r^d est utilisée pour identifier la résistance rotorique, ainsi la fréquence de glissement est calculée à partir d'un signal d'erreur du flux rotorique en direct. Cette méthode, comme on va le prouver, est efficace pour les faibles charges.

Les équations des tensions statoriques sont données d'après le système (I-2) par :

$$\begin{cases} V_s^d = R_s i_s^d + \frac{d\phi_s^d}{dt} - \omega_S \phi_s^q \\ V_s^q = R_s i_s^q + \frac{d\phi_s^q}{dt} + \omega_S \phi_s^d \end{cases} \quad (\text{III-23})$$

L'expression des flux dans l'axe direct en régime permanent, s'écrit:

$$\phi_s^d = \frac{V_s^q - R_s i_s^q}{\omega_S} \quad (\text{III-24})$$

$$\phi_{dr} = \phi_{ds} - X_{lsr} i_{ds} \quad \text{avec : } X_{lsr} = \sigma L_s \quad (\text{III-25})$$

En remplaçant dans l'équation (III-25) l'expression du flux statorique de l'équation (III-24) on obtient:

$$\phi_{dr} = \frac{V_s^q - R_s i_s^q}{\omega_S} - X_{lsr} i_{ds} \quad (\text{III-26})$$

Les équations (III.19) et (III.20) donnent les expressions du flux et du glissement:

$$\omega_{gl}^* = \frac{M_{sr} i_{qs}^*}{T_r^* \phi_r^*} \quad (\text{III-27})$$

$$\phi_r^* = \frac{M_{sr}}{(T_r^* s + 1)} i_{ds}^* \quad \text{avec } s = \frac{d}{dt} \quad (\text{III-28})$$

Cette méthode d'identification se base sur le calcul de l'erreur entre le flux en direct de l'équation (III-26) et le flux optimal Φ_{dr} , exprimé d'après la méthode de la variation du flux.

L'estimateur de la fréquence, figure (III.21) est un bloc qui a pour entrées les courants statoriques i_{ds}^* et i_{qs}^* et la constante de temps rotorique identifiée T_r^* , et pour sortie la fréquence de glissement ω_{gl}^* .

Le régulateur proportionnel intégrateur PI consiste à remettre à zéro le flux Φ_{dr} du modèle de référence et commande la constante de temps rotorique T_r^* .

Le signal estimé S est exprimé en fonction des tensions statoriques V_{ds} et V_{qs} et les courants statoriques i_{ds} et i_{qs} alors que le signal de référence S^* provient du flux optimal en direct. L'erreur entre le signal estimé et le signal mesuré permet l'adaptation de T_r^* .

Le signal estimé du modèle de la machine est donc défini par :

$$S = \phi_{dr} = \frac{V_s^q - R_s i_s^q}{\omega_S} - X_{lsr} i_{ds} \quad (\text{III-29})$$

Le signal de référence sera:

$$S^* = \phi_{dr}^* = \phi_{dr}^{opt} \quad (\text{III-30})$$

Si on veut éliminer la résistance statorique R_s du signal estimé S , la valeur de cette résistance est alors estimée en régime permanent et sous la commande vectorielle, à partir de l'équation (III-23) de la tension en quadrature du système :

$$R_s = \frac{V_s^d + \omega_S \phi_s^q}{i_s^d} \quad (\text{III-31})$$

Les flux dans l'axe en quadrature s'écrivent :

$$\phi_{qs} = X_{lsr} i_{qs} + \phi_{qr} \quad (\text{III-32})$$

$$\phi_{qr} = X_m (i_{qr} + i_{qs}) \quad (\text{III-33})$$

Le flux statorique en quadrature sera :

$$\phi_{qs} = X_{lsr} i_{qs} + X_m (i_{qr} + i_{qs}) \quad (\text{III-34})$$

Puisque le flux Φ_r^q est nul dans la commande à flux orienté, le courant i_{qr} s'écrit :

$$i_{qr} = -\frac{M_{sr}}{L_r} i_{qs}$$

En injectant l'expression du flux statorique de l'équation (III-26) dans l'équation (III-23), la résistance statorique estimée s'écrit comme suit:

$$R_s = \frac{V_s^d + \omega_S i_{qs} (X_{lsr} + X_m) + X_m i_{qr}}{i_s^d} \quad (\text{III-35})$$

Les expressions des signaux estimés et de référence (III-29) et (III-30) nous conduisent au mécanisme d'adaptation avec une estimation de l'inductance L_s .

Le schéma bloc du principe d'adaptation de la constante de temps rotorique T_r selon la nouvelle méthode est donné sur la figure III.21.

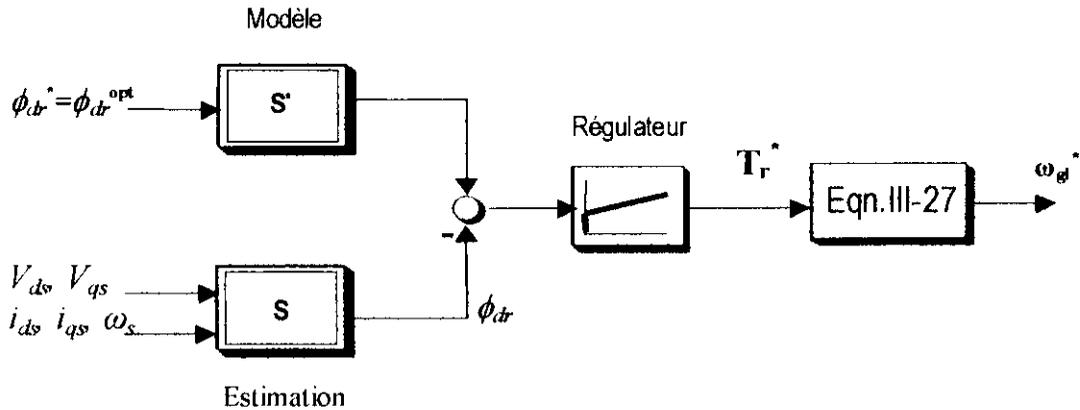


Fig. III.21. Principe de la nouvelle méthode d'adaptation de T_r .

III.4.3.1 Simulation de l'adaptation de T_r

Sur les figures III.23 à III.25, nous montrons les résultats d'une simulation concernant la nouvelle méthode d'adaptation de la constante de temps rotorique.

Les résultats obtenus montrent le comportement espéré, en ce qui concerne la qualité des réponses obtenues et démontrent l'utilité et la validité de l'approche introduite pour les faibles charges.

On a testé par simulation l'adaptation de T_r avec la commande nominale et optimale via la variation du flux en introduisant un désaccord linéaire de T_r , à l'instant $t=0.8$ s à $t=1.5$ s, puis une descente de $t=3$ s à $t=3.5$ s.

Pour la figure III.23, la nouvelle méthode est testée pour la commande vectorielle à flux nominal, on remarque que cette méthode présente des performances de poursuite excellentes. La valeur estimée de T_r , exprimé par l'écart ΔS converge vers la valeur réelle. Ainsi la vitesse suit la vitesse de référence, de même pour les flux direct et en quadrature, les flux dans le référentiel fixe demeurent sinusoïdaux.

Pour les faibles charges, figures III.24 et III.25, on remarque une amélioration par rapport aux méthodes de Garces et de Okuyama, concernant l'écart existant entre la valeur prédite et la valeur réelle de la constante T_r . Dans cette nouvelle méthode l'écart tend à s'annuler, tandis que lors des transitions, l'écart devient plus grand, en outre le désaccord linéaire provoque un retard de la valeur prédite de T_r .

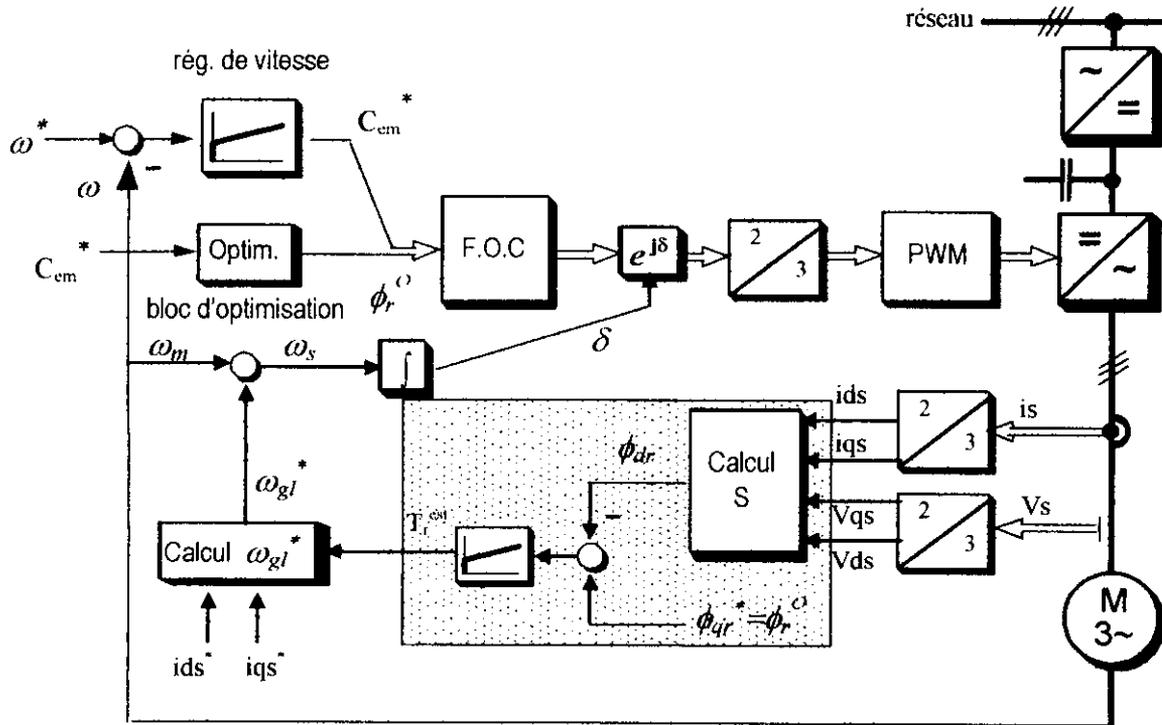


Fig. III.22. Schéma bloc de la nouvelle méthode d'adaptation de T_r pour la Commande indirecte avec optimisation du flux

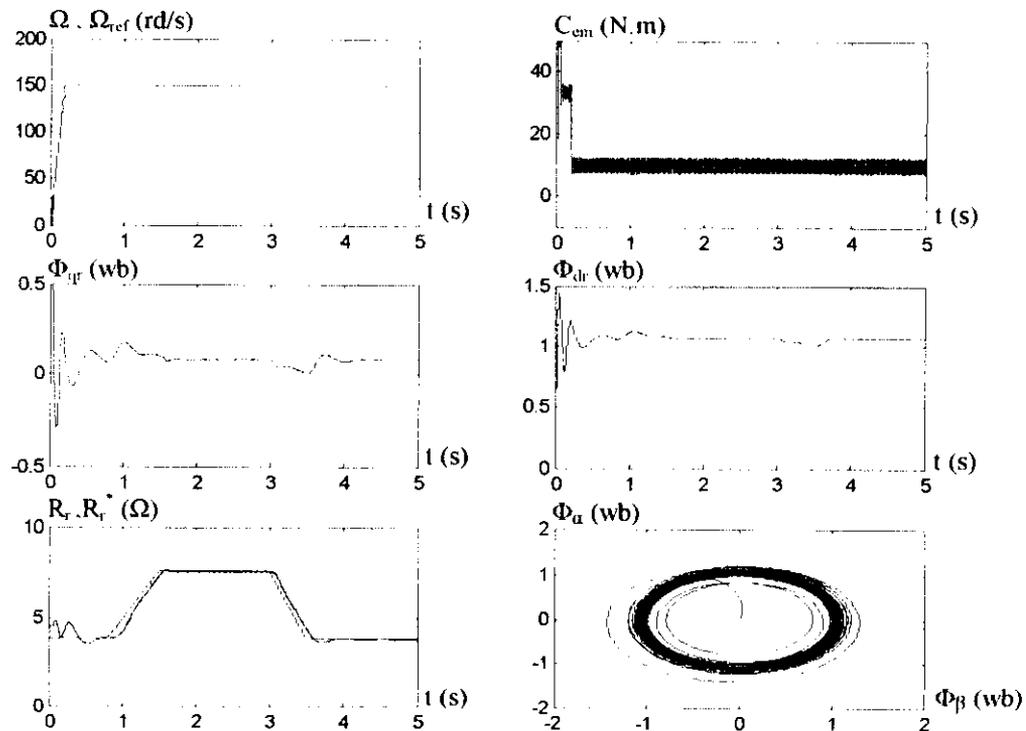


Fig III.23. Adaptation de T_r , $C_r=10$ N.m selon nouvelle méthode, à flux nominal

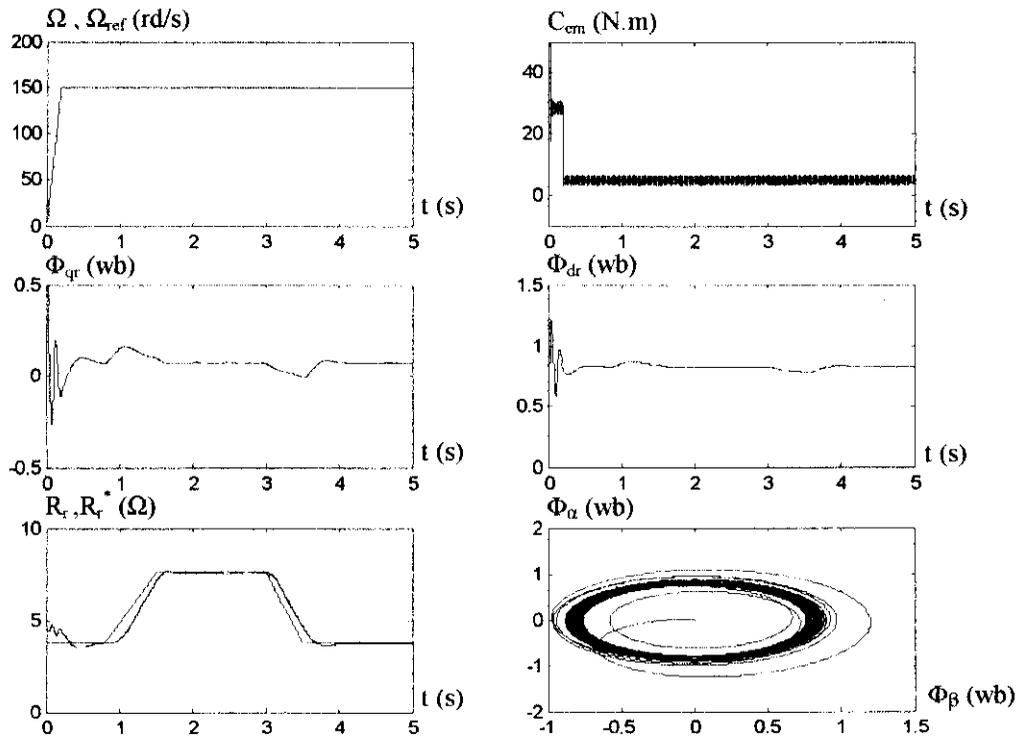


Fig III.24. Adaptation de T_r , $C_r=5$ N.m selon nouvelle méthode à flux variable

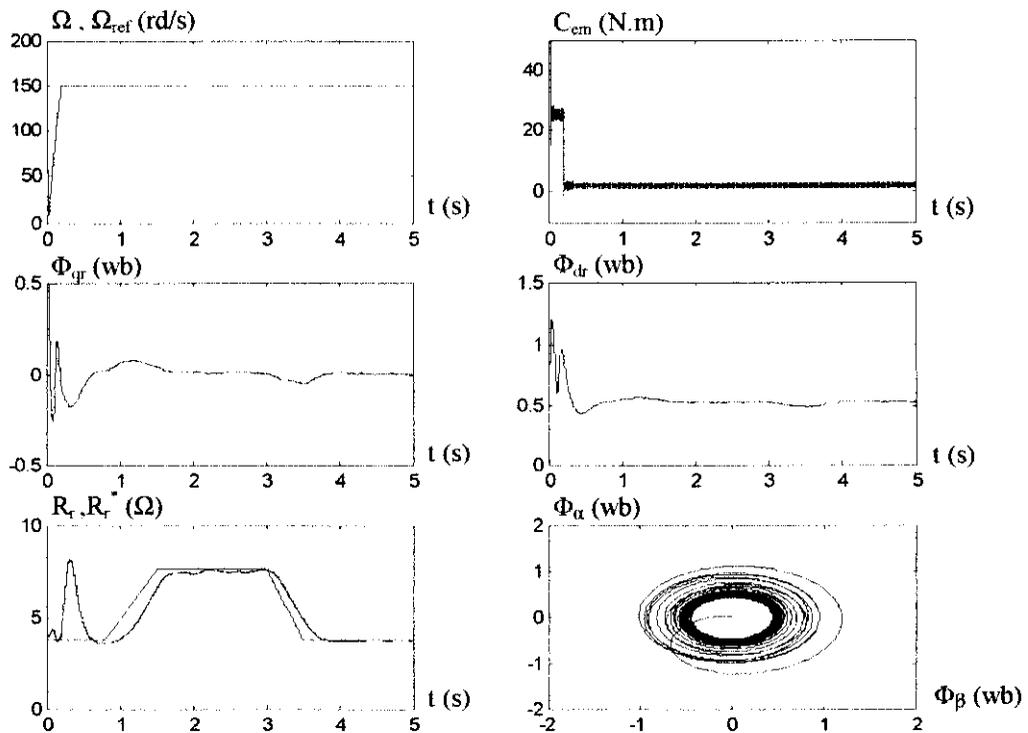


Fig III.25. Adaptation de T_r , $C_r=2$ N.m selon nouvelle méthode à flux variable

III.5. Conclusion

Dans ce chapitre on a montré l'influence néfaste de la variation de la constante de temps rotorique T_r sur les performances de la commande à flux orienté, pour cela nous avons utilisé les méthodes d'adaptation de la constante de temps T_r , en optant dans notre étude aux méthodes avec modèles de référence.

Une première fois on a appliqué la méthode de Garces [Garces 80] basée sur une fonction erreur, avec la variation de flux en vue d'une minimisation de pertes, on a constaté que la méthode est applicable pour le fonctionnement à flux nominal, ainsi que pour le fonctionnement à flux optimal, mais uniquement pour les charges du couple non éloignées de la nominale.

Une deuxième méthode d'adaptation basée sur un signal d'erreur [Okuyama 83], a été appliquée retrouvant ainsi les mêmes résultats que ceux de la méthode de Garces.

Nous avons proposé donc une nouvelle méthode basée sur un signal d'erreur fonction du flux en direct. On a montré que cette méthode est meilleure tant en régime nominal qu'en régime à faibles charges, améliorent ainsi la minimisation des pertes dans la plage des faibles charges.

IV.1 Introduction

La commande de la machine asynchrone par une orientation du flux linéarise et découple approximativement la relation entre les variables d'entrées et sorties. Pour les grandes vitesses, le défluxage est nécessaire afin d'éviter la saturation des tensions statoriques, et puisque le défluxage dépend de la vitesse, la dynamique du flux peut interférer avec la dynamique de la vitesse [Vas 90] [[Leonhard 96].

Généralement dans la commande des différentes variables de la machine asynchrone on utilise des régulateurs PID classiques puisqu'ils ont le principal avantage en comparaison avec d'autres régulateurs non linéaire [Tan 98], adaptative [Marino 93] [Burtea 95], à logique floue [Sousa 95] [Moreno-Eguilaz 97-2], ou régulateur à réseau de neurones [Bose 97] [Lin 99], d'être facilement implantable en étant les moins chers.

Les performances des régulateurs classiques peuvent être améliorées en considérant une commande optimale quadratique [Borne 90].

Dans la littérature, la régulation optimale de la machine asynchrone a été traitée par Figalli et al [Figalli 84] avec un retour d'état non linéaire en utilisant une fonction de Lyapunov appropriée. Dans [Murata 90], les auteurs présentent un régulateur optimal pour un modèle à flux orienté de la machine. La commande LQR linéarisante pour le même modèle est décrite dans [El-Zobaidi 94]. Pour un modèle réduit de la machine, on propose dans [Tzou 95] un régulateur LQR/LTR.

Afin de trouver une solution au couplage existant entre les deux grandeurs flux et vitesse pendant les transitions de cette dernière, on opte pour une régulation optimale de la machine asynchrone via la commande linéaire quadratique.

Dans ce chapitre, et dans une première partie nous utilisons cette commande sur le modèle de la machine à flux orienté en considérant deux modèles de références à dynamique séparables, dans une deuxième partie, et en s'appuyant sur l'étude de la commande vectorielle, on applique une commande linéaire quadratique cascade sur le modèle de la machine commandé par un retour d'état non linéaire.

IV.2 Commande Linéaire Quadratique de la MAS à flux orienté

Le modèle de la machine asynchrone à flux orienté, système (1-6), est constitué de quatre équations différentielles couplées entre elles :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_s^d}{dt} = -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{M_{sr}^2}{L_r T_r} \right) i_s^d + \omega_s i_s^q + \frac{M_{sr}}{\sigma L_s T_r L_r} \phi_r + \frac{1}{\sigma L_s} V_s^d \\ \frac{di_s^q}{dt} = -\omega_s i_s^d - \frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{M_{sr}^2}{L_r T_r} \right) i_s^q - \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r} \omega_m \phi_r + \frac{1}{\sigma L_s} V_s^q \\ \frac{d\phi_r}{dt} = \frac{M_{sr}}{T_r} i_s^d - \frac{1}{T_r} \phi_r \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{p}{j} \left(\frac{p M_{sr}}{L_r} i_s^q \phi_r - C_r \right) - \frac{f}{j} \omega \end{array} \right. \quad (IV-1)$$

A partir de ce modèle global (IV.1), on peut donner un système d'ordre réduit composé de deux sous systèmes dans l'espace d'état sous la forme:

$$\dot{x}(t) = A x(t) + B u(t) \quad (IV-2)$$

Le premier sous-système dispose comme variables d'état le courant statorique en direct et le flux rotorique comme suit :

$$(S_1) \left\{ \begin{array}{l} \frac{di_s^d}{dt} = -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{M_{sr}^2}{L_r T_r} \right) i_s^d + \frac{M_{sr}}{\sigma L_s T_r L_r} \phi_r + \omega_s i_s^q + \frac{1}{\sigma L_s} V_s^d \\ \frac{d\phi_r}{dt} = \frac{M_{sr}}{T_r} i_s^d - \frac{1}{T_r} \phi_r \end{array} \right. \quad (IV-3)$$

Pour avoir seulement les deux variables citées ci-dessus, on définit une nouvelle variable de commande U_1 fonction du terme de couplage, donné par :

$$U_1 = \omega_s i_s^q + \frac{1}{\sigma L_s} V_s^d \quad (IV-4)$$

$$\text{Posons : } \frac{1}{\tau_1} = \frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{M_{sr}^2}{L_r T_r} \right), \quad \frac{1}{\tau_2} = \frac{M_{sr}}{\sigma L_s T_r L_r}$$

Avec l'opérateur s de Laplace, le premier sous-système (IV-3) s'écrira donc:

$$(S_1) \left\{ \begin{array}{l} i_s^d = \frac{\tau_1}{(\tau_1 s + 1)} \left(\frac{1}{\tau_2} \phi_r + U_1 \right) \\ \phi_r = \frac{M_{sr}}{(T_r s + 1)} i_s^d \end{array} \right. \quad (IV-5)$$

Pour le deuxième sous-système, on prend comme variables de commande la vitesse ainsi que la composante en quadrature du courant statorique :

$$(S_{II}) \begin{cases} \frac{d\omega}{dt} = \frac{p}{j} \left(\frac{pM_{sr}}{L_r} i_s^q \phi_r - C_r \right) - \frac{f}{j} \omega \\ \frac{di_s^q}{dt} = -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{M_{sr}^2}{L_r T_r} \right) i_s^q - \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r} \omega_m \phi_r - \omega_s i_s^d + \frac{1}{\sigma L_s} V_s^q \end{cases} \quad (IV-6)$$

De la même manière, la variable de commande est donnée par :

$$U_2 = -\omega_s i_s^d + \frac{1}{\sigma L_s} V_s^q \quad (IV-7)$$

Posons : $\frac{1}{\tau_3} = \frac{f}{j}$

Le deuxième sous-système s'écrira après introduction de l'opérateur Laplace par :

$$(S_{II}) \begin{cases} \omega = \frac{p}{f(\tau_3 s + 1)} \left(p \frac{M_{sr}}{L_r} i_s^q \phi_r - C_r \right) \\ i_s^q = \frac{\tau_1}{(\tau_1 s + 1)} \left(-\frac{T_r}{\tau_2} \omega_m \phi_r + U_2 \right) \end{cases} \quad (IV-8)$$

On remarque que le sous-système S_I est linéaire et invariant et contrôlable par la variable U_1 , alors que le sous-système S_{II} est couplé avec S_I par la variable ϕ_r .

Si le flux ϕ_r est constant, le sous-système S_{II} sera considéré comme linéaire et invariant et contrôlable par la variable U_2 .

Le schéma bloc de la structure de commande est représenté par la figure IV.1 ci-dessous:

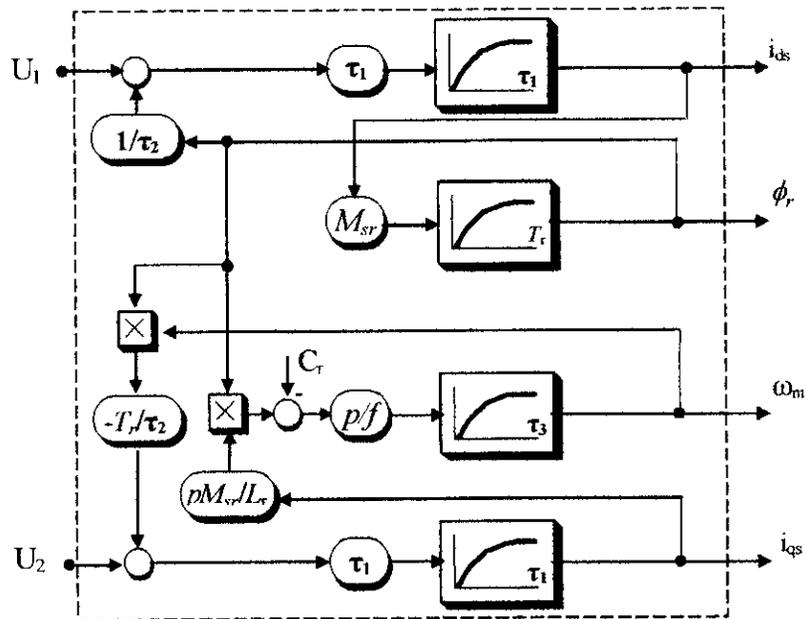


Fig. IV.1. Schéma bloc de la structure de commande

IV.2.1 Stratégies de commande

La commande optimale est basée sur le découplage des deux sous-systèmes S_I et S_{II} en appliquant la commande quadratique linéaire.

IV.2.1.1 Commande du flux ϕ_r et du courant i_s^d

On détermine la loi de commande U_1^{opt} , à ce que les variables ϕ_r et i_s^d du sous-système S_I atteignent les variables désirées ϕ_r^0 et $i_s^{d\ 0}$ plus rapidement et avec des meilleures performances.

Le modèle de référence, est donné par :

$$\text{pour la trajectoire du flux} : \frac{\phi_r^{ref}}{\phi_0} = \frac{1}{\tau_\phi s + 1} \quad (\text{IV-9-a})$$

L'action intégrale est décrite par l'équation :

$$\eta_\phi = \phi_r^{ref} - \phi_r \quad (\text{IV-9-b})$$

L'objectif de la commande peut être réalisé par la minimisation du critère suivant :

$$J = \frac{1}{2} \int_0^\infty \{ q_{11} (\phi_r - \phi_r^{ref})^2 + q_{12} \eta_\phi^2 + r_1 U_1^2 \} dt \quad (\text{IV-10})$$

$$Q_1 = \begin{pmatrix} q_{11} & 0 \\ 0 & q_{12} \end{pmatrix}$$

Q_1 matrice définie non négative, symétrique et R_1 matrice définie positive, symétrique.

On remarque que le critère quadratique (IV-10) énonce un compromis entre les performances voulues correspondant au suivi de la trajectoire du modèle de référence représentée par le terme: $q_{11} (\phi_r - \phi_r^{ref})^2 + q_{12} \eta_\phi^2$ et la commande à minimisation d'énergie représenté par le terme: $r_1 U_1^2$

Le système S_I de l'équation (IV.3) s'écrira dans l'espace d'état par:

$$\begin{pmatrix} \dot{i}_{ds} \\ \dot{\phi}_r \end{pmatrix} = A_1 \begin{pmatrix} i_{ds} \\ \phi_r \end{pmatrix} + B_1 \begin{pmatrix} U_1 \\ U_2 \end{pmatrix}$$

Avec

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{M_{sr}^2}{L_r T_r} \right) & \frac{M_{sr}}{\sigma L_s T_r L_r} \\ \frac{M_{sr}}{T_r} & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}, \quad B_1 = \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (\text{IV-11})$$

La loi optimale de la commande par retour d'état est définie par :

$$U_1 = -\alpha_1 i_s^d - \alpha_2 \phi_r - \alpha_3 \eta_\phi + \alpha_4 \phi_r^{ref} + \alpha_5 \phi_r^0 \quad (\text{IV-12})$$

$$\text{où : } P_1 = [\alpha_1 \quad \alpha_2 \quad \alpha_3] = r_1^{-1} B_1^T K_{11} \quad (\text{IV-13})$$

Avec K_{11} est une matrice définie négative, solution de l'équation algébrique de Riccati :

$$K_{11}A_1 + A_1^T K_{11} - r_1^{-1} K_{11} B B^T K_{11} + C_1^T Q_1 C_1 = 0 \quad (\text{IV-14})$$

et

$$\begin{aligned} \alpha_4 &= r_1^{-1} B_1^T K_{12} \\ \alpha_5 &= \tau_\phi^{-1} r_1^{-1} B_1^T (A_1 - B_1 P_1)^{-1} K_{12} \end{aligned} \quad (\text{IV-15})$$

Avec K_{12} est la solution de l'équation linéaire matricielle:

$$(A_1 - B_1 P_1 - \tau_\phi^{-1} I_3) K_{12} + C_1^T Q_1 G_{12} + K_{11} G_{11} = 0 \quad (\text{IV-16})$$

où :

$$C_1 = \begin{pmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad G_{11} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad , \quad G_{21} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \end{pmatrix} \quad (\text{IV-17})$$

IV.2.1.2 Commande de la vitesse ω et du courant i_s^q

Lorsque le flux ϕ_r , atteint la valeur ϕ_r^0 , le plus vite, il peut être considéré comme une constante dans les équations du sous système S_{II} , ce sous système devient linéaire et invariant, et la méthode de commande quadratique peut être appliquée sur S_{II} , en considérant :

Le modèle de référence :

$$\text{Pour la trajectoire de la vitesse } \frac{d\omega^{ref}}{dt} = \frac{-1}{\tau_\omega} (\omega^{ref} - \omega^0) \quad (\text{IV-18-a})$$

où $\tau_\omega \gg \tau_\phi$ et ω^0 la vitesse désirée

L'action d'intégration :

$$\eta_\omega = \omega - \omega^{ref} \quad (\text{IV-18-b})$$

Minimisation du critère quadratique :

$$J = \frac{1}{2} \int_0^\infty \left\{ q_{21} (\omega - \omega^{ref})^2 + q_{22} \eta_\omega^2 + r_2 U_2^2 \right\} dt \quad (\text{IV-19})$$

La loi optimale de la commande par retour d'état est définie par :

$$U_2 = -\beta_1 \omega - \beta_2 i_s^q - \beta_3 \eta_\omega + \beta_4 \omega^{ref} + \beta_5 \omega^0 \quad (\text{IV-20})$$

$$\text{où : } P_2 = [\beta_1 \quad \beta_2 \quad \beta_3] = r_2^{-1} B_2^T K_{21} \quad (\text{IV.21})$$

Avec K_{21} est une matrice définie négative, solution de l'équation algébrique de Riccati :

$$K_{21}A_2 + A_2^T K_{21} - r_2^{-1} K_{21} B B^T K_{21} + C_2^T Q_2 C_2 = 0 \quad (\text{IV-22})$$

$$\beta_4 = r_2^{-1} B_2^T K_{22} \quad (\text{IV-23})$$

$$\beta_5 = \tau_\omega^{-1} r_2^{-1} B_2^T (A_2 - B_2 P_2)^{-1} K_{22}$$

Avec K_{22} est la solution de l'équation linéaire matricielle:

$$(A_2 - B_2 P_2 - \tau_\omega^{-1} I_3) K_{22} + C_2^T Q_2 G_{22} + K_{21} G_{21} = 0 \quad (\text{IV-24})$$

où :

$$A_2 = \begin{bmatrix} \frac{-f}{j} & \frac{p^2 M_{sr}}{j L_r} \Phi^0 \\ -\frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r} \Phi^0 & -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{M_{sr}^2}{L_r T_r} \right) \end{bmatrix}, \quad B_2 = \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix}, \quad C_2 = \begin{pmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (\text{IV-25})$$

$$Q_2 = \begin{pmatrix} q_{21} & 0 \\ 0 & q_{22} \end{pmatrix}, \quad G_{21} = (0 \quad 0 \quad 1), \quad G_{22} = (1 \quad 0)$$

IV.2.2 Résultats de simulation

Dans cette partie on a développé une commande linéaire quadratique associé à la machine asynchrone à flux orienté. Le découplage dynamique du flux variable et de la vitesse variable est atteint en considérant deux modèles de références à dynamique séparables.

On a démontré par simulation les bonnes performances de cette méthode, ainsi les figures IV.2 et IV.3 montrent que le découplage entre flux et vitesse n'est pas affecté lors de l'inversion de vitesse ou de l'application d'une charge.

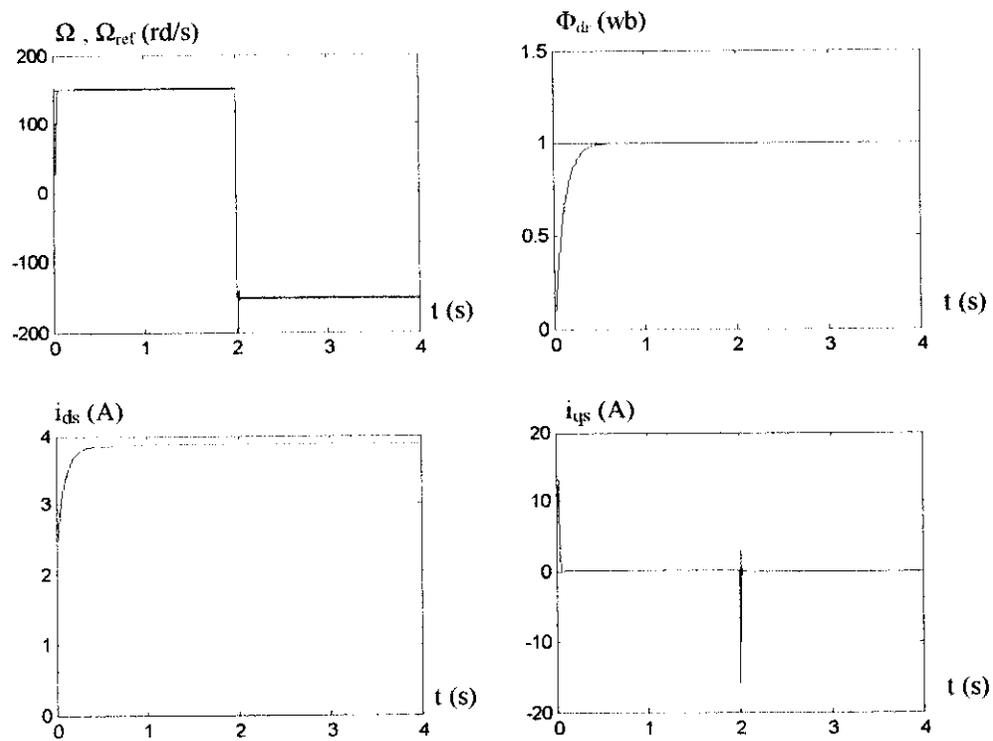


Fig. IV.2. Simulation de la commande Linéaire quadratique de la machine asynchrone sous pleine tension, avec inversion de vitesse

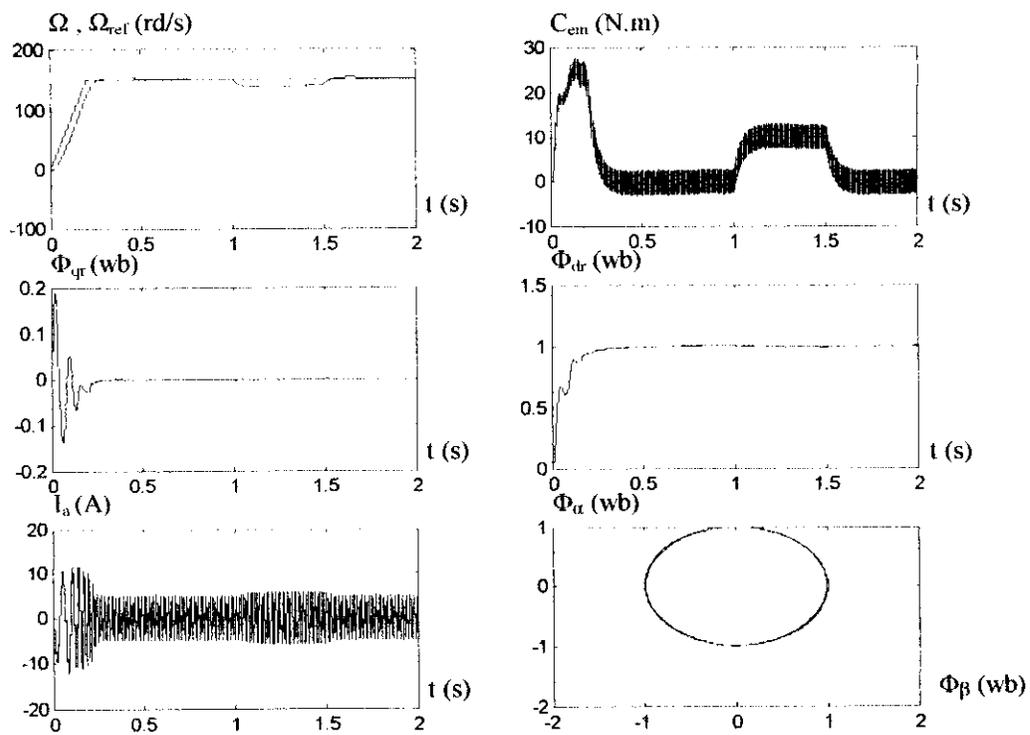


Fig. IV.3. Simulation de la commande linéaire quadratique de la MAS à flux orienté Application d'une charge nominale

IV.3 Linéarisation par difféomorphisme et bouclage de la MAS

IV.3.1 Introduction

Les performances des variateurs pour moteurs asynchrones utilisant le principe de l'orientation du flux sont déjà excellentes. Cependant, durant les transitions du flux, le système en boucle fermé devient non linéaire et couplé : comme résultat, les transitions de la vitesse sont difficiles à évaluer et peuvent être insatisfaisantes [Vas 90] [[Leonhard 96].

Le couplage entre dynamique du flux et de vitesse peut être éliminé, et le contrôle par flux orienté peut être amélioré en utilisant un contrôle avec linéarisation et découplage entrées/sorties par retour d'état non linéaire [Marino 93], [Bodson 94].

Le problème de linéarisation par difféomorphisme et bouclage consiste à transformer de manière exacte, dans un domaine Ω donné, un système non linéaire affine par rapport à la commande en un système linéaire à l'aide d'un bouclage d'état et d'un changement de coordonnées sur l'état du système. Lorsque cette transformation existe, elle permet de stabiliser le système non linéaire comme un système linéaire [Fossard 93].

IV.3.2 Linéarisation Entrée-Sortie par difféomorphisme et bouclage

De manière générale, un système physique ne sera jamais naturellement découplé, il est alors intéressant de rechercher des transformations du type «bouclages» qui permettront par leurs actions de découpler le système.

La classe des systèmes considérés est celle des systèmes non linéaires affines modélisés par :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + \sum_{i=1}^m g_i(x) u_i(x) \\ y = h(x) \end{cases} \quad (\text{IV-26})$$

Où : $f(x)$, et $g(x)$ sont des fonctions continues et dérivables sur Ω ,

$x \in \mathfrak{R}^n$ est l'état du système, $u \in \mathfrak{R}^m$ est la commande du système,

$y \in \mathfrak{R}^m$ est la sortie du système.

Ce système non linéaire est linéarisable s'il existe un changement de coordonnées $Z = \Phi(x)$ où $\Phi(x)$ est un difféomorphisme sur Ω (application inversible dans Ω), vérifiant $\Phi(0) = 0$ et un bouclage d'état statique de la forme :

$$u = \alpha(x) + \beta(x)v \quad (\text{IV-27})$$

Avec $\alpha(0) = 0$ et $\beta(x)$ inversible. Après bouclage et changement de coordonnées, le système (IV-1) s'écrit, (voir figure IV.4):

$$\begin{cases} \dot{Z} = AZ + Bv \\ y = CZ \end{cases} \quad (IV-28)$$

Où A et B sont des matrices constantes, Z est l'état linéarisant et v est la commande linéarisante.

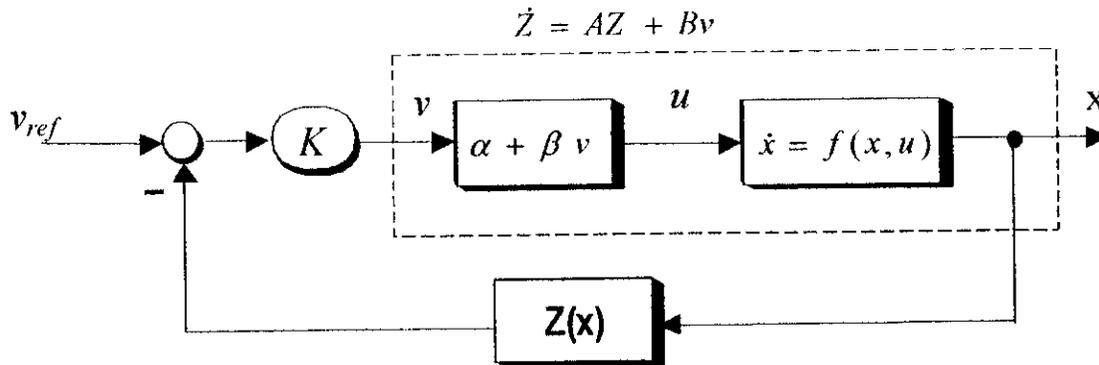


Fig. IV.4. Linéarisation par bouclage et difféomorphisme d'un système non linéaire

Ce système a un vecteur de degré relatif $\{r_1, r_2, \dots, r_m\}$ au point x^0 si :

1- $L_{g_i} L_f^k h_i(x) = 0$ pour, $1 \leq i \leq m$ et $k < r_i - 1$.

2-La matrice : $\Delta(x) = \begin{bmatrix} L_{g_1} L_f^{r_1-1} h_1(x) & \dots & L_{g_m} L_f^{r_1-1} h_1(x) \\ \dots & \dots & \dots \\ L_{g_1} L_f^{r_m-1} h_m(x) & \dots & L_{g_m} L_f^{r_m-1} h_m(x) \end{bmatrix}$ est non singulière au point x^0

Cette matrice est appelée : Matrice de découplage.

IV.3.3 Application de la linéarisation à la machine asynchrone

Le modèle de la machine asynchrone en prenant comme variables d'états les deux courants statoriques (i_s^α, i_s^β) , les flux rotoriques $(\phi_r^\alpha, \phi_r^\beta)$, la vitesse mécanique (Ω_r) , les deux tensions statoriques (V_s^α, V_s^β) comme variables de commande, s'écrit sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + \sum_{i=1}^m g_i(x) u_i(x) \\ y = h(x) \end{cases} \quad (IV-29)$$

Ou encore : $\dot{x} = A(x)x + Bu + E z(t)$

Avec : $x = [i_s^\alpha, i_s^\beta, \phi_r^\alpha, \phi_r^\beta, \omega_m]^T$, $U = [V_s^\alpha, V_s^\beta]$, $Z = C_r$ (IV-30)

Posons : $x = [X_1, X_2, X_3, X_4, X_5]^T$

$$g(x) = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \quad (IV-31)$$

$$f(x) = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{M_{sr}^2}{L_r T_r} \right) X_1 + \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r T_r} X_3 + \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r} X_5 X_4 \\ -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{M_{sr}^2}{L_r T_r} \right) X_2 - \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r} X_5 X_3 + \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r T_r} X_4 \\ \frac{M_{sr}}{T_r} X_1 - \frac{1}{T_r} X_3 - X_5 X_4 \\ \frac{M_{sr}}{T_r} X_2 + X_5 X_3 - \frac{1}{T_r} X_4 \\ -\frac{p^2 M_{sr}}{J L_r} X_4 X_1 + \frac{p^2 M_{sr}}{J L_r} X_3 X_2 - \frac{f}{J} X_5 \end{bmatrix} \quad (IV-32)$$

On remarque que la vitesse ω_m et les composantes du flux rotorique $(\phi_r^\alpha, \phi_r^\beta)$ sont indépendantes des variables de commandes (V_s^a, V_s^b) . Dans ce cas il est facile de choisir deux variables dépendant de X seulement, par exemple on peut choisir :

$$\begin{cases} h_1(x) = p \frac{M_{sr}}{L_r} (X_2 X_3 - X_1 X_4) \\ h_2(x) = (X_3^2 + X_4^2) \end{cases} \quad (IV-33)$$

Telles que h_1 : le couple électromagnétique,

h_2 : le carré du flux rotorique

Le but de la commande est d'obtenir un flux d'amplitude constant et une vitesse via le couple électromagnétique qui suit la référence.

IV.3.3.1 Résolution du problème avec bouclage statique

D'une façon générale la dérivée de Lie de $h(x)$ dans la direction x est donnée par:

$$\dot{y} = \sum_{i=1}^n \frac{\partial h(x)}{\partial x_i} \dot{x} = \sum_{i=1}^n \frac{\partial h(x)}{\partial x_i} (f(x) + \sum g_i(x) u_i)$$

Le degré relatif d'une sortie est le nombre de fois qu'il faut dériver pour faire apparaître l'entrée.

Calculons maintenant le degré relatif pour chaque commande. Ainsi pour le couple électromagnétique, on aura :

$$\dot{y}_1 = \frac{\partial h_1(x)}{\partial x} [f(x) + g_1(x) u_1]$$

$$\dot{y}_1 = p \frac{M_{sr}}{L_r} \left[- \left(\frac{1}{T_r} + \frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{M_{sr}}{L_r} \right) \right) (X_2 X_3 - X_1 X_4) - \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r} X_5 (X_3^2 + X_4^2) - X_5 (X_1 X_3 + X_2 X_4) \right] + p \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r} (-X_4 V_{s\alpha} + X_3 V_{s\beta}) \quad (IV-34)$$

Puisque la commande est apparue dès la première dérivée le degré relatif est $r_1 = 1$.

Pour le flux rotorique, on obtient :

$$\begin{aligned} \dot{y}_2 &= \frac{\partial h_2(x)}{\partial x} [f(x) + g_2(x)u_2] \\ \dot{y}_2 &= 2 \frac{M_{sr}}{T_r} (X_2 X_4 + X_1 X_3) - \frac{2}{T_r} (X_3^2 + X_4^2) \\ \ddot{y}_2 &= -2 \frac{M_{sr}}{T_r} (X_1 X_3 + X_2 X_4) \left(\frac{3}{T_r} + \frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{M_{sr}}{L_r T_r} \right) \right) - 2 \left(\frac{M_{sr}}{T_r} \right)^2 (X_1^2 + X_2^2) \\ &+ \frac{2}{T_r^2} \left(\frac{M_{sr}^2}{\sigma L_s L_r} + 2 \right) (X_3^2 + X_4^2) + 2 \frac{M_{sr}}{T_r} X_5 (X_2 X_3 - X_1 X_4) + 2 \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r} (X_3 V_{s\alpha} + X_4 V_{s\beta}) \end{aligned} \quad (IV-35)$$

La commande est apparue dans la deuxième dérivée, d'où le degré relatif est $r_2=2$. donc $r < n$ (linéarisation non exacte).

La matrice de découplage s'écrit alors sous la forme :

$$\Delta(x) = \begin{bmatrix} -p \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r} X_4 & -p \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r} X_3 \\ -2 \frac{M_{sr}}{\sigma L_s T_r} X_3 & -2 \frac{M_{sr}}{\sigma L_s T_r} X_4 \end{bmatrix} \quad (IV-36)$$

Et puisque le rang de la matrice est égal à 2, le système est découplable statiquement.

Cette condition sur $\Delta(x)$ étant satisfaite, le retour d'état est alors défini par :

$$u = \alpha(x) + \beta(x)v \quad (IV-37)$$

$$\begin{aligned} \text{avec:} \quad \alpha(x) &= -\Delta^{-1}(x) \Delta_0(x) \\ \beta(x) &= \Delta^{-1}(x) \end{aligned} \quad (IV-38)$$

découple le système :

$$\Delta_0(x) = \begin{bmatrix} p \frac{M_{sr}}{L_r} \left[- \left(\frac{1}{T_r} + \frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{M_{sr}}{L_r} \right) \right) (X_2 X_3 - X_1 X_4) - \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r} X_5 (X_3^2 + X_4^2) - X_5 (X_1 X_3 + X_2 X_4) \right] \\ -2 \frac{M_{sr}}{T_r} (X_1 X_3 + X_2 X_4) \left(\frac{3}{T_r} + \frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{M_{sr}}{L_r T_r} \right) \right) - 2 \left(\frac{M_{sr}}{T_r} \right)^2 (X_1^2 + X_2^2) + \frac{2}{T_r^2} \left(\frac{M_{sr}^2}{\sigma L_s L_r} + 2 \right) (X_3^2 + X_4^2) + 2 \frac{M_{sr}}{T_r} X_5 (X_2 X_3 - X_1 X_4) + 2 \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r} (X_3 V_{s\alpha} + X_4 V_{s\beta}) \end{bmatrix}$$

De plus, le système bouclé $(h, f+g\alpha, g\beta)$ possède un comportement entrée-sortie linéaire décrit par:

$$y_i^{ri} = v_i$$

D'où les nouvelles entrées :

$$\begin{cases} \dot{y}_1 = v_1 \\ \ddot{y}_2 = v_2 \end{cases} \quad (\text{IV-39})$$

Il est nécessaire de compléter l'ensemble des fonctions $\Phi_i^k(x)$ par une fonction arbitraire $\Phi_{m+1}(x)$ telle que: $\Phi = (\Phi_1, \dots, \Phi_m, \Phi_{m+1})$ de rang égal à n .

La dynamique des zéros joue un rôle important en matière de stabilité, et puisque la somme r_i vaut 3, le découplage induit deux dynamiques inobservables:

$$\Phi_1(x) = p \frac{M_{sr}}{I_r} (X_2 X_3 - X_1 X_4) \quad (\text{IV-40-a})$$

$$\Phi_2(x) = (X_3^2 + X_4^2) \quad (\text{IV-40-b})$$

Il faut compléter ces fonctions pour construire un difféomorphisme, et puisque plusieurs choix sont possibles, on opte pour le choix suivant :

$$\begin{aligned} \Phi_3(x) &= \dot{y}_2 = 2 \frac{M_{sr}}{T_r} (X_2 X_4 + X_1 X_3) - \frac{2}{T_r} (X_3^2 + X_4^2) \\ \Phi_4(x) &= X_2 X_4 + X_1 X_3 \\ \Phi_5(x) &= X_5 \end{aligned} \quad (\text{IV-41})$$

Notre difféomorphisme s'écrit donc $Z = \Phi(x)$ où $\Phi(x) = [\Phi_1(x) \ \Phi_2(x) \ \Phi_3(x)]^T$

$$\begin{aligned} Z_1 &= p \frac{M_{sr}}{I_r} (X_2 X_3 - X_1 X_4) \\ Z_2 &= (X_3^2 + X_4^2) \\ Z_3 &= 2 \frac{M_{sr}}{T_r} (X_2 X_4 + X_1 X_3) - \frac{2}{T_r} (X_3^2 + X_4^2) \end{aligned} \quad (\text{IV-42})$$

En faisant le changement de coordonnées, les équations d'état en boucle fermée deviennent :

$$\text{1}^{\text{er}} \text{ Sous système : } \begin{cases} \dot{Z}_1 = v_1 \\ y_1 = Z_1 \end{cases} \Rightarrow \dot{y}_1 = v_1 \quad (\text{IV-43})$$

$$\text{2}^{\text{ème}} \text{ Sous système : } \begin{cases} \dot{Z}_2 = Z_3 \\ \dot{Z}_3 = v_2 \\ y_2 = Z_2 \end{cases} \Rightarrow \ddot{y}_2 = v_2 \quad (\text{IV-44})$$

Après linéarisation du système, nous obtenons deux chaînes d'intégrateurs indépendantes en cascade.

On remarque alors, que notre bouclage est équivalent à deux sous-systèmes, dont le premier sous-système a une sortie qui représente un intégrateur (le couple

électromagnétique) et le deuxième sous système a une sortie qui représente un double intégrateur.

Le système non linéaire bouclé par un retour d'état non linéaire, a été transformé en un système découplé et possédant un comportement entrée/sortie linéaire.

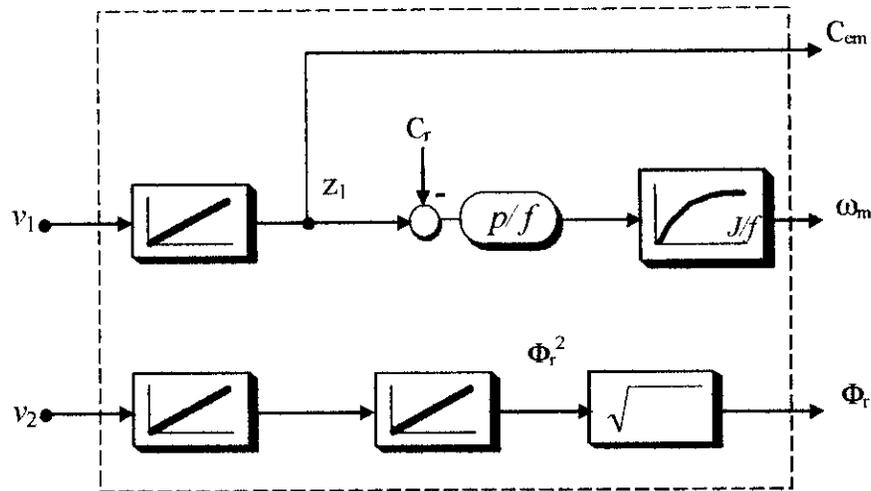


Fig. IV.5. Schéma bloc de la machine asynchrone avec nouvelles variables de commande

Le nouveau modèle de la machine asynchrone est donné par :

$$\begin{pmatrix} \dot{y}_1 \\ \ddot{y}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_f^2 \Phi_1 \\ L_f^2 \Phi_2 \end{pmatrix} + \Delta(x) \begin{pmatrix} V_s^\alpha \\ V_s^\beta \end{pmatrix} \quad (IV-45)$$

Dans ce cas, la linéarisation entrée/sortie par retour d'état non linéaire pour le système d'équations (IV-8-11) est donné par:

$$\begin{pmatrix} V_s^\alpha \\ V_s^\beta \end{pmatrix} = \Delta^{-1}(x) \left[\begin{pmatrix} -L_f^2 \Phi_1 \\ -L_f^2 \Phi_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \end{pmatrix} \right] \quad (IV-46)$$

avec Δ^{-1} est l'inverse de la matrice de découplage.

IV.3.3.2 Loi de commande interne (placement de pôles)

Les entrées internes (v_1, v_2) sont calculées en imposant un régime statique ($\phi_{r_ref}^2 = \phi_r, C_{em}^{ref} = C_{em}$), et une dynamique sur l'erreur :

$$\begin{cases} \frac{d^2}{dt^2} e_1 + K_{a2} \frac{d}{dt} e_1 + K_{a1} e_1 = 0 \\ \frac{d^2}{dt^2} e_2 + K_{b2} \frac{d}{dt} e_2 + K_{b1} e_2 = 0 \end{cases} \quad (IV-47)$$

Avec :

$$\begin{cases} e_1 = C_{em}^{ref} - C_{em} \\ e_2 = \phi_{r_ref}^2 - \phi_r^2 \end{cases} \quad (IV-48)$$

Les entrées internes (v_1, v_2) sont définies de la façon suivante :

$$\begin{cases} v_1 = K_{a1}(C_{em}^{ref} - y_1) + K_{a2}\left(\frac{d}{dt}C_{em}^{ref} - y_2\right) + \frac{d^2}{dt^2}C_{em}^{ref} \\ v_2 = K_{b1}(\phi_{r_ref}^2 - y_3) + K_{b2}\left(\frac{d}{dt}\phi_{r_ref}^2 - y_4\right) + \frac{d^2}{dt^2}\phi_{r_ref}^2 \end{cases} \quad (IV-49)$$

Les coefficients $K_{a1}, K_{a2}, K_{b1}, K_{b2}$ sont choisis de sorte que l'équation (IV-50) ci-dessous soit un polynôme d'Hurwitz :

$$\begin{cases} s^2 + K_{a2} s + K_{a1} = 0 \\ s^2 + K_{b2} s + K_{b1} = 0 \end{cases} \quad (IV-50)$$

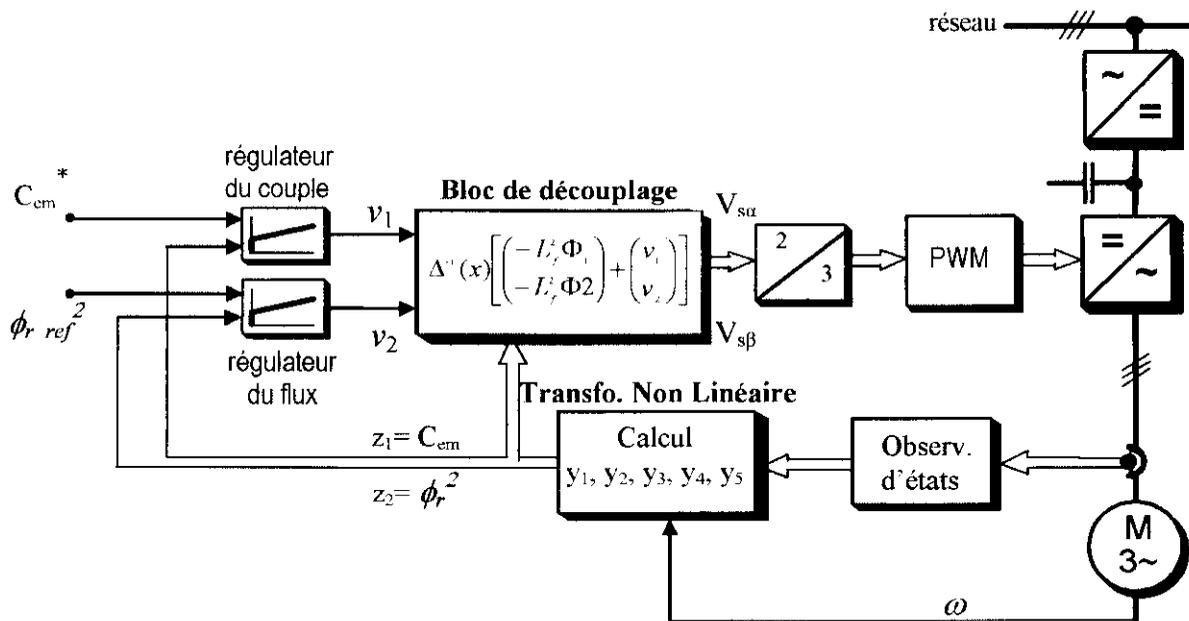


Fig. IV.6. Schéma bloc de la linéarisation par retour d'état de la machine asynchrone

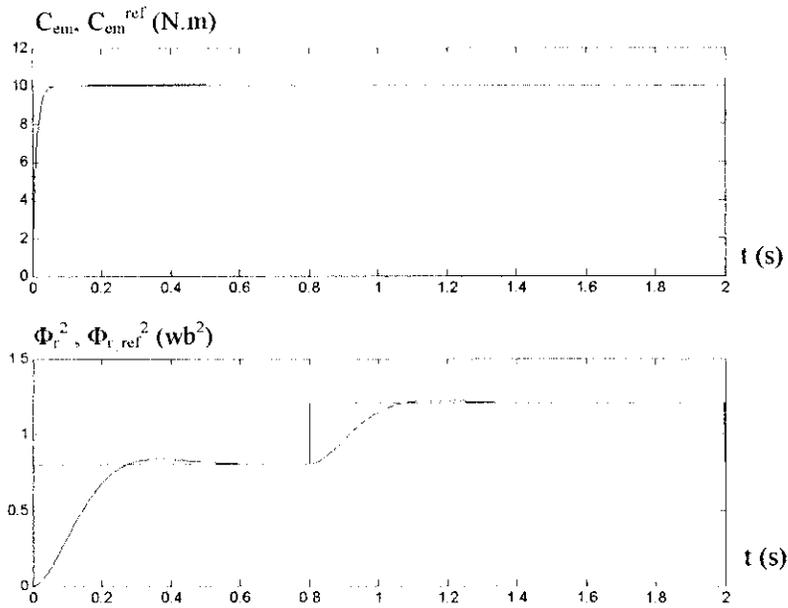


Fig. IV.7. Simulation de la linéarisation par retour d'état de la machine asynchrone sans onduleur MLI

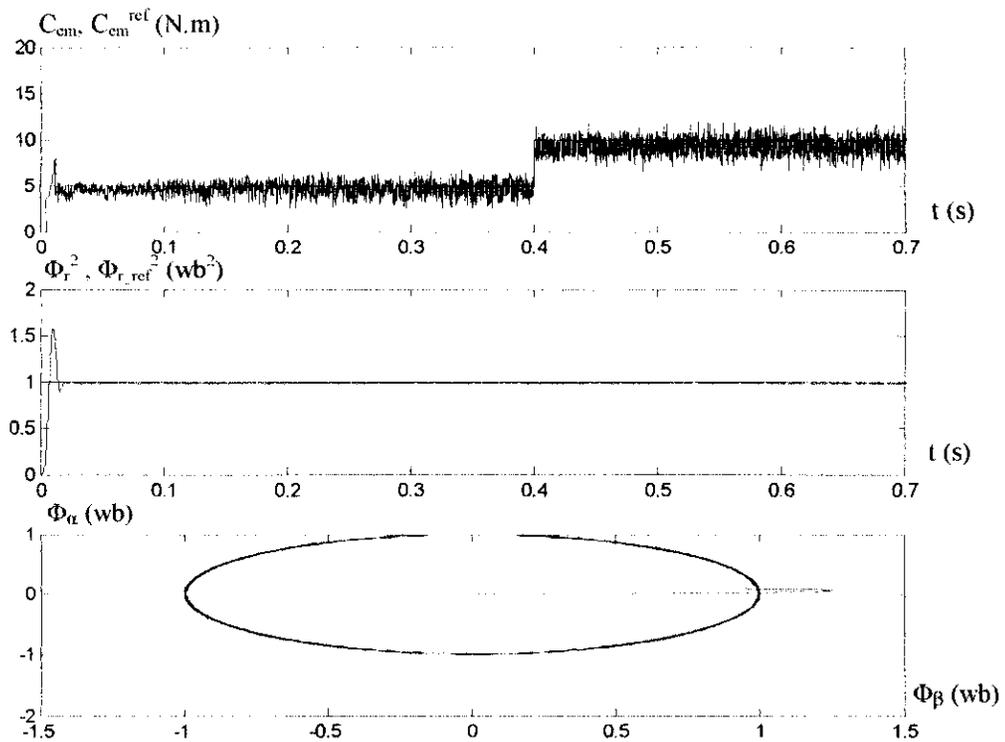


Fig. IV.8. Simulation de la linéarisation par retour d'état de la machine asynchrone avec onduleur MLI

IV.3.4 Commande optimale de la machine asynchrone

Notre système linéarisé est un système constitué de deux sous-systèmes, le premier sous-système sera compte tenu du système (IV-43) décrit par :

$$\begin{cases} \dot{Z} = A_1 Z + B_1 v_1 \\ y_1 = C_1 Z \end{cases} \quad (\text{IV-51})$$

Avec : $A_1=0$, $B_1=1$, $C_1=1$ et $Z=[Z_1]$

Le second sous système, suite aux équations (IV-44), prendra la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{Z} = A_2 Z + B_2 v_2 \\ y_2 = C_2 Z \end{cases}$$

$$\text{Avec : } A_2 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad B_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}, \quad C_2 = [0 \quad 1] \quad \text{et } Z = \begin{bmatrix} Z_2 \\ Z_3 \end{bmatrix} \quad (\text{IV-52})$$

On peut choisir comme critère:

$$J = \frac{1}{2} \int_{t_0}^{t_f} (u^T R u + Z^T Q Z) dt \quad (\text{IV-53})$$

Le vecteur $\lambda(t)$ est donc défini par :

$$\lambda(t) = k(t) Z(t) \quad (\text{IV-54})$$

et la commande optimale s'écrit :

$$\hat{U} = R^{-1} B^T k(t) Z(t) \quad (\text{IV-55})$$

IV.3.4.1 Commande linéaire quadratique

pour le premier sous-système qui a la forme d'un intégrateur, on a :

$$A_1=0 \quad B_1=1 \quad Q_1=q_1 \quad R_1=r_1 \quad G_1 = R_1^{-1} B_1^T k_1(t)$$

Avec k_1 la solution de l'équation de Riccati suivante:

$$\dot{k}_1(t) = -k_1(t) A_1(t) + k_1(t) B_1(t) R_1^{-1} B_1^T(t) k_1(t) - Q_1(t) - A_1^T K_1(t) \quad (\text{IV-56})$$

La structure en boucle fermée peut donc être représentée par :

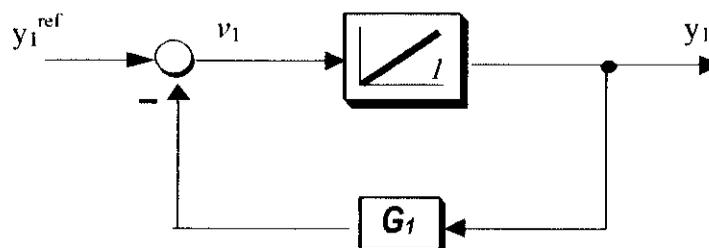


Fig. IV.9. Structure en boucle fermée du 1^{er} sous système

Pour le second sous système qui a la forme d'un double intégrateur on a :

$$A_2 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad B_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}, \quad Q_2 = \begin{bmatrix} q_{11} & 0 \\ 0 & q_{22} \end{bmatrix}, \quad R_2 = r_2$$

$$G_2 = R_2^{-1} B_2^T k_2(t) \tag{IV-57}$$

telle que k_2 est la solution de l'équation de Riccati :

$$\dot{k}_2(t) = -k_2(t)A_2(t) + k_2(t)B_2(t)R_2^{-1}B_2^T(t)k_2(t) - Q_2(t) - A_2^T k_2(t) \tag{IV-58}$$

La structure en boucle fermée peut alors être représentée par :

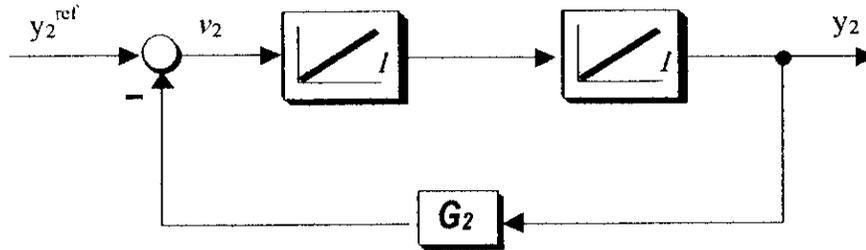


Fig. IV.10. Structure en boucle fermée du 2^{ème} sous système

IV.3.4.2 Résultats et Interprétations

Avec la variation des matrices de pondération Q et R pour les deux sous-systèmes, on obtient les valeurs des gains, qui permettent aux deux courbes des intégrateurs de suivre les références:

$$q_1 = 705.6 \quad r_1 = 0.1 \quad q_2 = \begin{bmatrix} 20736 & 0 \\ 0 & 17 \end{bmatrix} \quad r_2 = 1$$

La structure en boucle fermée appliquée à la machine asynchrone peut être représentée par la figure IV.11 :

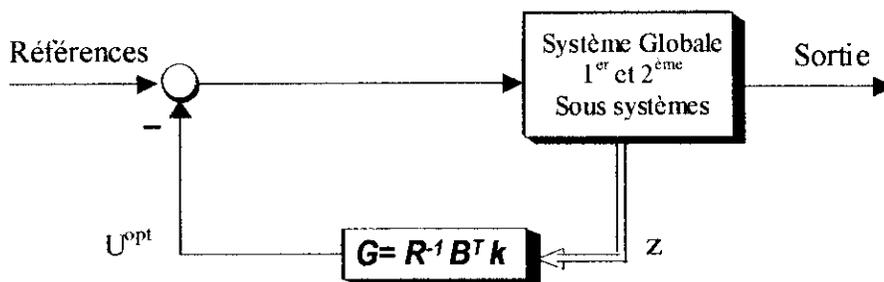


Fig. IV.11. Régulation par Commande Linéaire Quadratique.

L'application de la commande optimale sur le modèle de la machine asynchrone linéarisé, donne une bonne poursuite du couple électromagnétique et du flux rotorique, tandis que la courbe de la vitesse diverge dû au fait qu'elle évolue en boucle ouverte

avec des pôles $(0, -f/J)$, pour surmonter l'inconvénient de la divergence on a recours à l'utilisation de la structure du réglage en cascade.

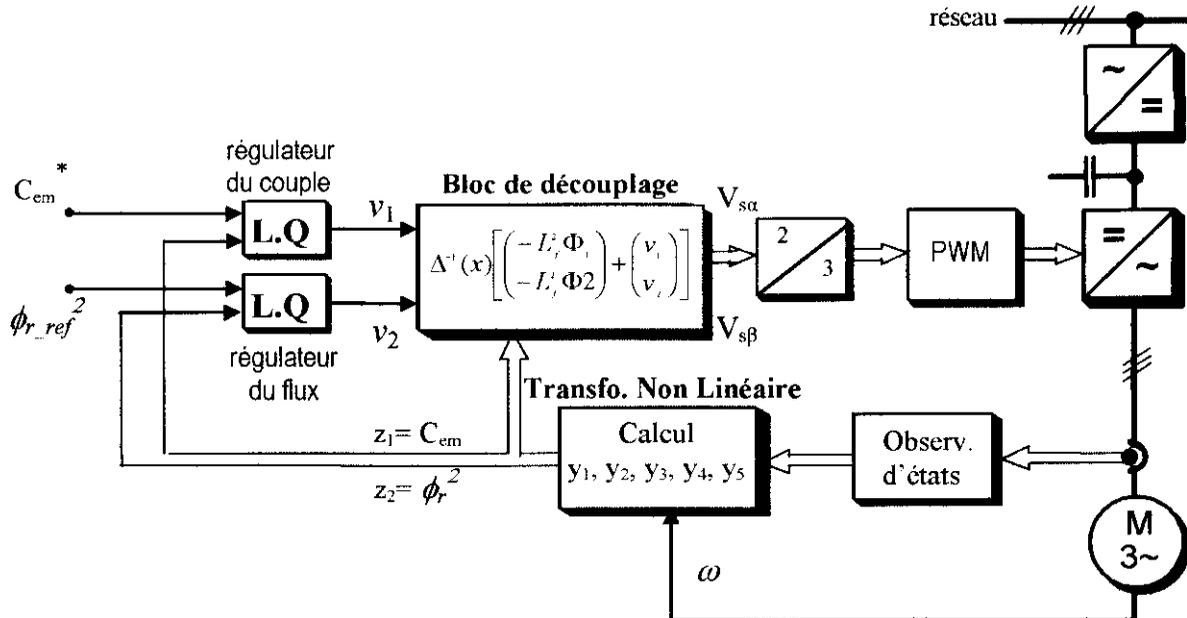


Fig. IV.12. Schéma bloc de la linéarisation par retour d'état de la machine asynchrone

IV.3.5 Réglage en cascade

IV.3.5.1 Généralités

La méthode du réglage en cascade est très répandue dans le domaine des réglages industriels. En effet, elle permet la limitation d'une ou plusieurs grandeurs internes. Elle est caractérisée par les propriétés suivantes [Buhler 88]:

- Mise en cascade de deux ou plusieurs circuits de réglage,
- Les grandeurs internes peuvent être facilement limitées,
- Grâce à la décomposition du système à régler, il est plus facile de stabiliser les circuits de réglage, étant donné que les sous-systèmes possèdent en général un ordre relativement petit,
- Dans la plupart des cas, on peut utiliser des régulateurs PI au lieu des régulateurs PID, grâce à l'ordre réduit des sous-systèmes. Il est à noter que les régulateurs PID sont plus sensibles aux ondulations, aux bruits et à d'autres signaux parasites.

IV.3.5.2 Décomposition du système à régler

Lors du réglage en cascade, on doit également faire la décomposition du système à régler en deux sous-systèmes, figure IV.5.

Le régulateur principal Reg. I est influencé par la différence entre la valeur de consigne Ω_c et la valeur réelle Ω . Il donne à sa sortie la valeur de consigne C_{em} pour le régulateur auxiliaire Reg. II. Ce signal de sortie est limité par un limiteur incorporé au régulateur I, afin de ne pas dépasser les valeurs limites admissibles pour la grandeur

auxiliaire. Le deuxième régulateur délivre la tension de commande U , et intervient toujours sur le sous-système I en formant un circuit de réglage interne.

Donc, la décomposition d'un entraînement réglé en deux sous-systèmes permet de définir une certaine approche systématique. Ainsi, la partie électromagnétique est commandée par régulation du couple électromagnétique développé par la machine et la partie mécanique est commandée par régulation de la vitesse ou de la position angulaire de la machine.

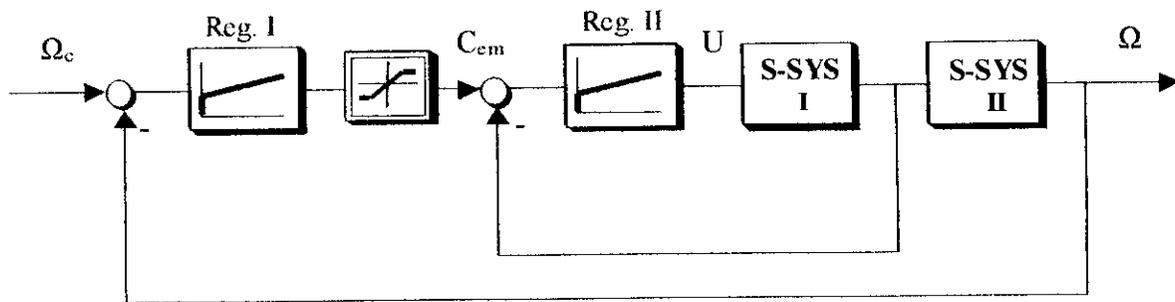


Fig. IV.13. Réglage en cascade

IV.3.5.3 Boucle de régulation de la vitesse

Pour que la structure en cascade soit justifiée, il faut que la boucle interne soit très rapide par rapport à celle de la vitesse.

L'équation de la vitesse à partir du système I-3, s'écrit :

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{p}{J} C_{em} - \frac{f}{J} \omega_m \tag{IV-59}$$

Nous aurons après l'introduction de l'opérateur Laplace :

$$\omega_m(s) = \frac{p}{f + Js} y_1(s) \tag{IV-60}$$

Cette équation nous permet de commander la vitesse par l'action sur le couple y_1 . Ainsi, notre système peut être décomposé en deux sous-systèmes sous la forme de cascade figure IV.15. La boucle interne incorpore le modèle du flux et du couple et la boucle externe est une fonction de transfert de vitesse déduite de l'équation mécanique du système donnée ci-dessus.

En associant à cette fonction un régulateur en cascade, on aura le schéma fonctionnel suivant:



Fig. IV.14. Schéma fonctionnel de la structure en cascade de la vitesse

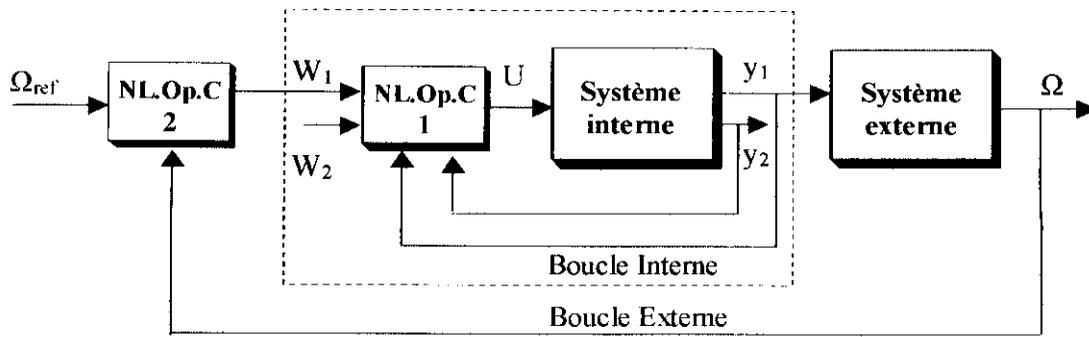


Fig. IV.15. Schéma bloc de la commande en cascade

IV.3.5.4 Application de la commande linéaire quadratique à la structure en cascade de la vitesse

Les modèles de références, sont donnés par :

- pour la trajectoire du couple y_1 :
$$\frac{y_{ref1}}{W_1} = \frac{w_0}{s + w_0} \quad (IV-61)$$

- pour la trajectoire du flux y_2 :

$$\frac{y_{ref2}}{W_2} = \frac{w_f^2}{s^2 + 2\xi_f w_f s + w_f^2} \quad (IV-62)$$

- pour la trajectoire de la vitesse ω_m :

$$\frac{\Omega_{ref}}{W_3} = \frac{w_v^2}{s^2 + 2\xi_v w_v s + w_v^2} \quad (IV-63)$$

L'objectif de la loi de commande est que la grandeur vitesse poursuive la trajectoire désirée de la référence Ω_{ref} , et que l'amplitude du couple et du flux y_1 et y_2 atteignent les modèles de références y_{ref1} et y_{ref2} .

Nous supposons que la trajectoire du couple y_1 suit le modèle de référence y_{ref1} , le modèle global de la boucle externe est calculé de la façon suivante :

$$\omega_m(s) = \frac{p}{f + Js} y_1(s) = \left(\frac{p}{f + Js} \right) \left(\frac{\omega_0}{s + \omega_0} \right) W_1(s) \quad (IV-64)$$

Cette équation peut être écrite dans l'espace d'état :

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu \\ y = Cx \end{cases}$$

$x \in \mathbb{R}^2$ est le vecteur d'état, $y \in \mathbb{R}^1$ est le vecteur de sortie et $u \in \mathbb{R}$ est le vecteur de commande.

$$\text{avec : } x = \begin{bmatrix} \dot{\omega}_m \\ \omega_m \end{bmatrix}, A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\omega_0\omega_c & -(\omega_0 + \omega_c) \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_0/j \end{bmatrix}, C = [0 \quad 1] \quad (\text{IV-65})$$

$$y = \omega_m$$

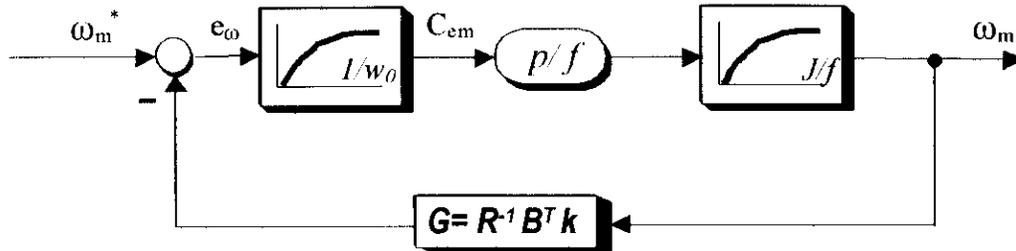


Fig. IV.16 Schéma fonctionnel de commande LQ cascade de la vitesse

IV.3.5.5 Résultats de simulation

Les figures IV.18 à IV.21 présentent les simulations de la commande par retour d'état non linéaire de la machine asynchrone avec application de la commande linéaire quadratique cascade.

On remarque lors d'une inversion de la vitesse, figure IV.18, ou d'une application d'une charge nominale, figure IV.19, que la grandeur flux rotorique est maintenue à sa valeur de référence quelque soit la perturbation appliqué au système, elle n'est pas affecté donc par ces variations, de ce fait on abouti au découplage dynamique entre flux et couple d'une part et entre vitesse et flux d'autre part.

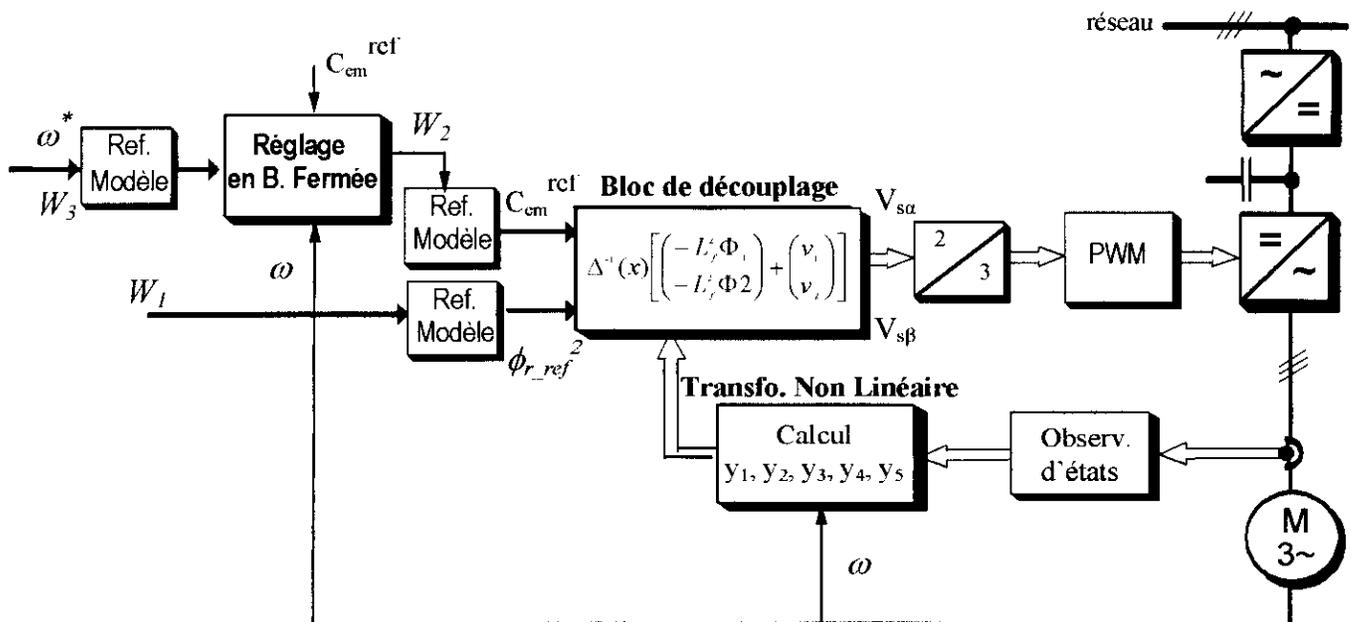


Fig. IV.17. Schéma bloc de la commande LQ en cascade appliquée à la linéarisation par retour d'état de la machine asynchrone

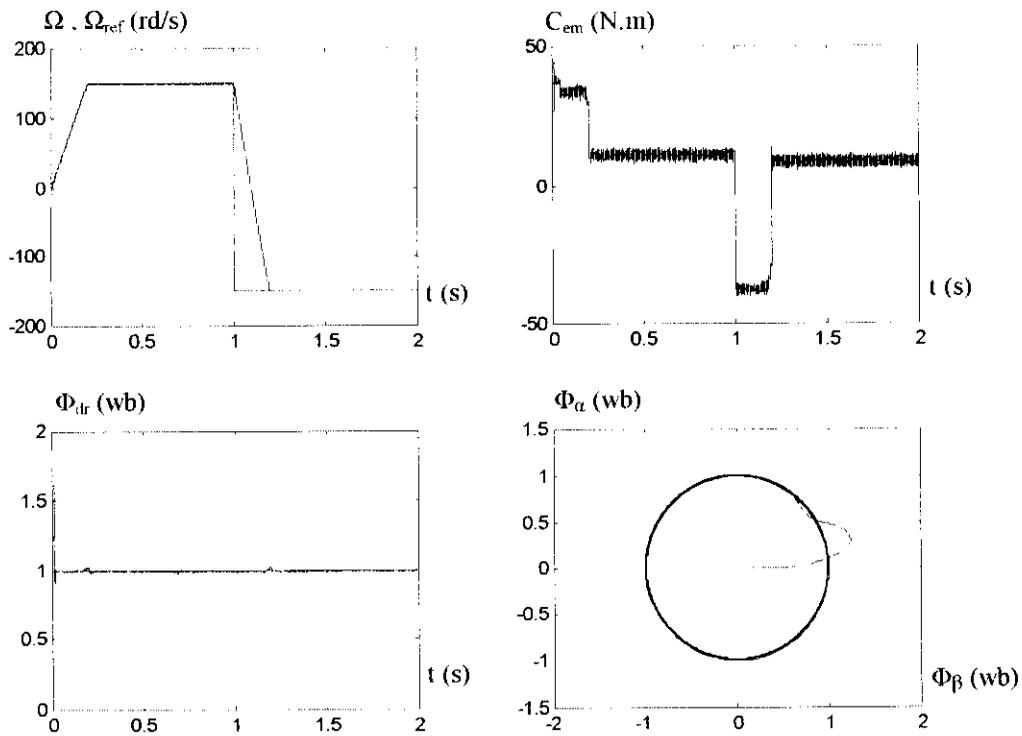


Fig. IV.18. Simulation de la linéarisation de la MAS
Commande en tension -inversion de vitesse

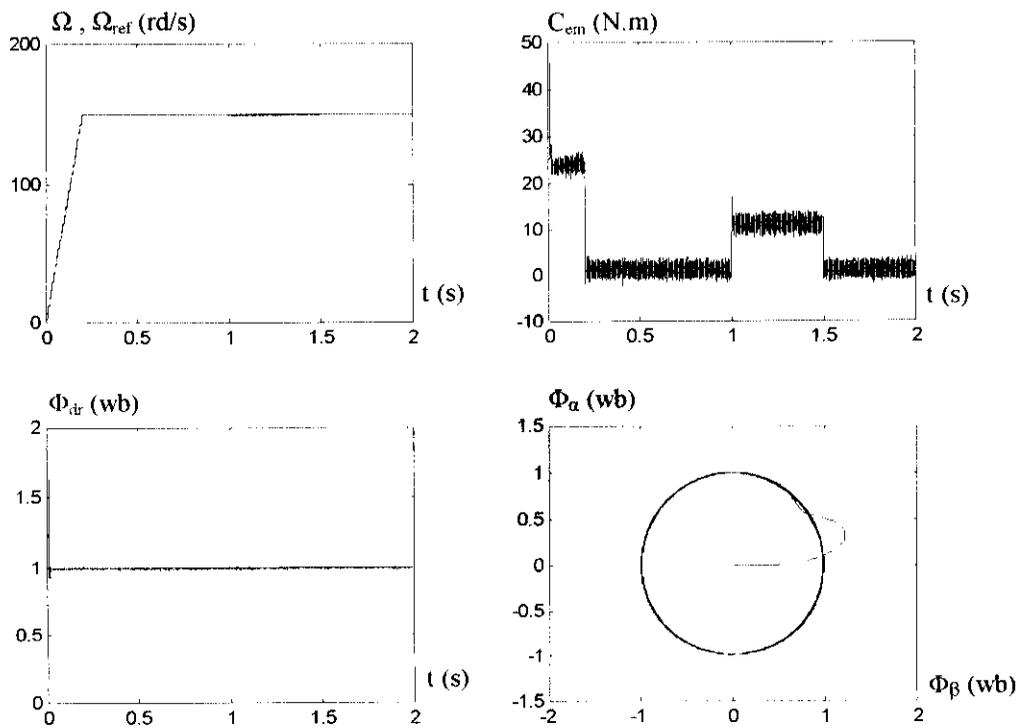


Fig. IV.19. Simulation de la linéarisation de la MAS
Commande en tension –application d’une charge

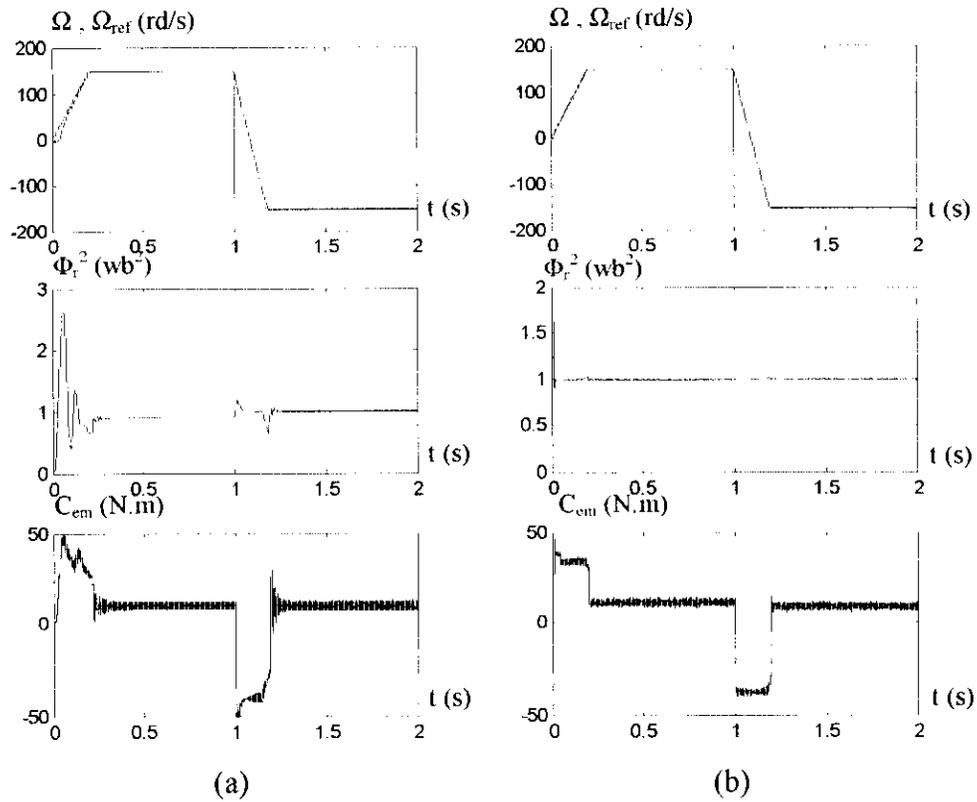


Fig. IV.20. Comparaison entre l'orientation du flux (a) et linéarisation par retour d'état non linéaire (b), avec inversion de vitesse

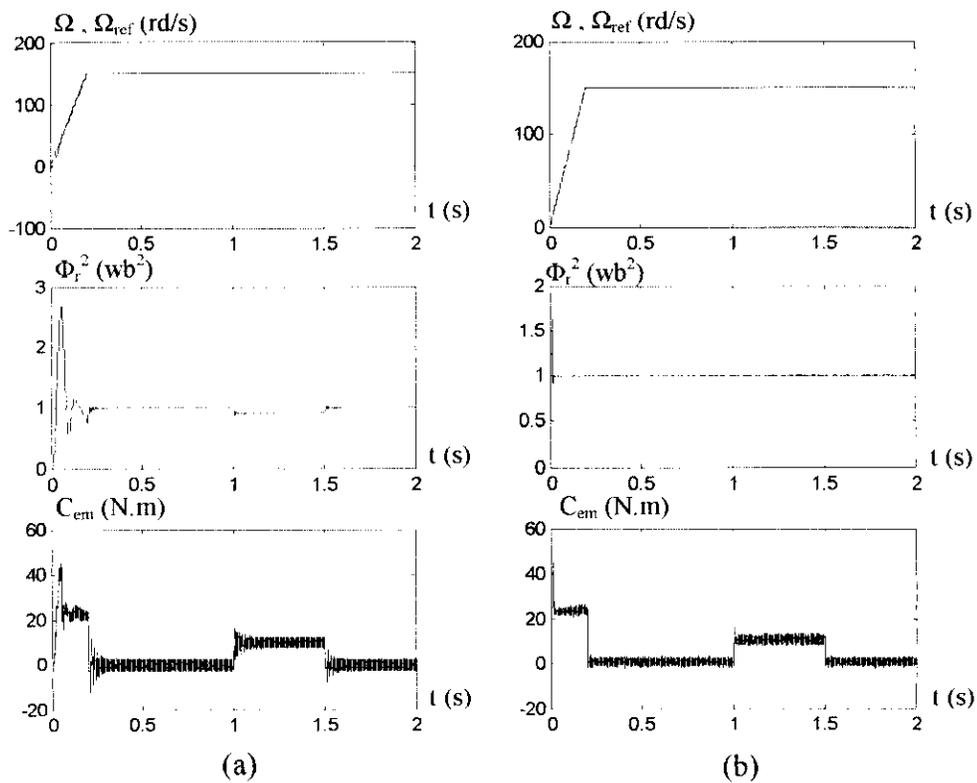


Fig. IV.21. Comparaison entre l'orientation du flux (a) et linéarisation par retour d'état non linéaire (b), avec application d'une charge nominale

IV.4. Conclusion

Dans ce chapitre on a étudié la régulation optimale de la machine asynchrone avec application de la commande linéaire quadratique LQ.

Dans une première partie, on a décomposé le système global du modèle à flux orienté de la machine en deux sous systèmes, avec comme flux rotorique seul couplage entre les deux systèmes. Ainsi, l'application de la commande LQ a montré un découplage entre les deux variables vitesse et flux.

Le schéma d'inversion de la vitesse dans la commande à flux orienté classique ne garanti pas le découplage entre la vitesse et le flux rotorique, en contre partie, avec les variables v_1 et v_2 , utilisées dans la deuxième partie de ce chapitre, la linéarisation par retour d'état non linéaire garantie un découplage exact entre la vitesse et le flux rotorique tant en régime transitoire qu'en régime permanent. Mais le schéma de linéarisation par retour d'état non linéaire requiert un processus de signaux complexe pour une implémentation en temps réel, ainsi l'information sur les variables d'états du moteur et du couple de charge est nécessaire.

On note enfin, que la transformation et les nouvelles variables de commandes v_1 et v_2 n'ont pas un sens physique direct contrairement aux deux courants i_{ds} et i_{qs} dans la commande à flux orienté.

CONCLUSION GENERALE

Dans ce mémoire, la commande optimale via les deux problèmes de la minimisation des pertes et de la régulation optimale est appliquée à une machine asynchrone contrôlée par commande vectorielle.

Nous avons étudié, comme première famille de méthodes d'optimisation, une stratégie qui permet de minimiser les pertes en régime permanent par le choix de l'état magnétique. Nous avons montré l'efficacité par une comparaison avec la méthode classique, en la validant par des essais expérimentaux. Cette stratégie peut être aisément implantable dans une commande.

La deuxième famille de méthodes de minimisation des pertes concerne l'optimisation des courants statoriques. Diverses fonctions objectives ont été exploitées sous formes d'expressions liant les deux composantes du courant statorique. Différentes combinaisons de minimisation des pertes Joule et fer ont été faites et une comparaison des différentes stratégies a été donnée.

L'effet néfaste de la variation de la constante de temps rotorique T_r sur la minimisation des pertes nous a ramené à étudier l'adaptation de cette constante de temps selon les modèles de référence. Ainsi, nous avons appliqué la méthode de Garces pour les différentes applications de couple de charges où nous avons remarqué que pour les faibles charges, la minimisation des pertes était meilleure, la méthode de Garces et même celle de Okuyama n'étaient pas en mesure d'identifier convenablement la constante T_r . Pour cela, nous avons proposé une méthode d'identification pour la commande à flux variable. L'efficacité de l'approche pour les faibles charges a été prouvée. Ainsi, une robustesse de la commande vis-à-vis des entrées de consigne et de perturbation en présence de la variation de la constante de temps rotorique a été remarquée.

Afin de trouver une solution au couplage existant entre les deux grandeurs flux et vitesse particulièrement pendant les transitions de la vitesse, la commande linéaire quadratique a été appliquée à la machine asynchrone.

En premier lieu la commande linéaire quadratique a été appliquée au modèle à flux orienté pour deux sous-systèmes à variables séparées. Les résultats montrent l'efficacité de découplage entre la vitesse et le flux. Dans le même contexte de la commande vectorielle, une commande linéarisante par retour d'état non linéaire a été appliquée à la machine. La régulation optimale via une structure cascade de la vitesse a été également appliquée, et les résultats ont montré une nette amélioration en la comparant avec la méthode à flux orienté en terme de performances dynamiques.

En perspective, ce travail ouvre de nombreuses directions qui peuvent être exploitées dans l'avenir, nous pouvons citer entre autres :

- L'implémentation en temps réel de la minimisation des pertes associé a l'adaptation de la constante de temps rotorique.
- Amélioration du système d'estimation et d'observation de flux et d'autres grandeurs non mesurée dans la commande.
- Conception de lois de commande robustes vis-à-vis de la saturation,
- Etant donné le succès de la commande directe du couple, il est important de pouvoir adapter la commande optimale a ce genre de commande,
- L'évaluation des commandes sans capteurs de vitesse avec la commande optimale s'avère aussi nécessaire pour de futures recherches.

Description du Dispositif Expérimental

Nous présenterons un banc de test du laboratoire EMAD de l'université de Wuppertal en Allemagne, sur le quel nous avons effectué un type d'essai (§ II.3.3.2).

La structure générale et les photographies du banc de test sont représentées sur les figures A.1 à A.3.

Le schéma suivant représente les différents éléments constitutifs du banc :

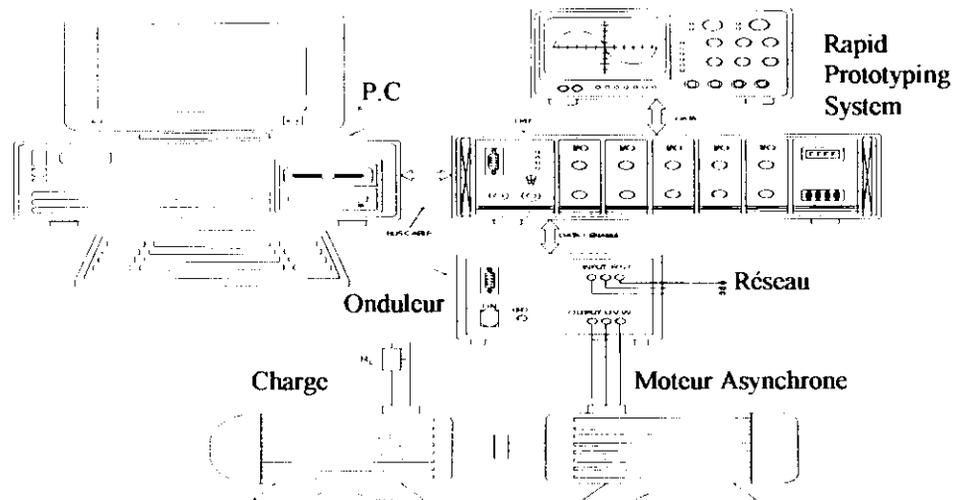


Fig. A.1. Structure générale du banc et de son environnement de commande

La machine asynchrone est une machine triphasée à cage d'écurie, de puissance $P=1.5$ kW et qui a pour paramètres (EMAD):

$R_s : 7.4826 \Omega$	$R_r : 3.684 \Omega$	$J : 0.04 \text{ kgm}^2$
$L_m : 0.4114 \text{ H}$	$L_s : 0.4335 \text{ H}$	$L_r : 0.4335 \text{ H}$

Rapid Prototyping System

Aujourd'hui le développement de la commande des systèmes d'entraînement exige certaines importantes capacités comme la rapidité de calcul, les performances du processus et le coût réduit. Ces demandes peuvent être accomplies par un PC standard avec quelques périphériques comme montré dans figure A.1. Dans ce système il y a trois composants principaux : PC standard, interface numérique et kit d'extension contenant des cartes E/S (A/D, D/A, capteurs) reliés à l'onduleur triphasé et à la machine électrique par l'intermédiaire d'un interface analogique. Certains circuits supplémentaires comme les circuits logiques, l'isolation, les circuits de commande des interrupteurs des semi conducteurs (IGBT), et des circuits de mesure ont été aussi bien mis en application, [Linder 01].

Ce type de système nommé Rapid Prototyping System fournit une capacité de traitement suffisante (processeur de Pentium) pour la plupart des systèmes de commandes d'entraînement. En outre il est très flexible, car le logiciel peut être changé ou téléchargé

sans problèmes par les équipements standard du PC. Le programme principal du logiciel traite l'initialisation de la carte E/S. L'algorithme de commande est exécuté à travers la routine de service d'interruption incluant des conversions A/D pour des tensions DC link du coté continu de l'onduleur et du courant du moteur. La période de latence des interruptions du système utilisé dans cette opération est au maximum 15 μ s. Après l'exécution de l'algorithme de commande les impulsions de sortie de la commande des interrupteurs semi-conducteurs sont envoyées à l'onduleur par l'intermédiaire d'une carte de commande dans le kit d'extension.

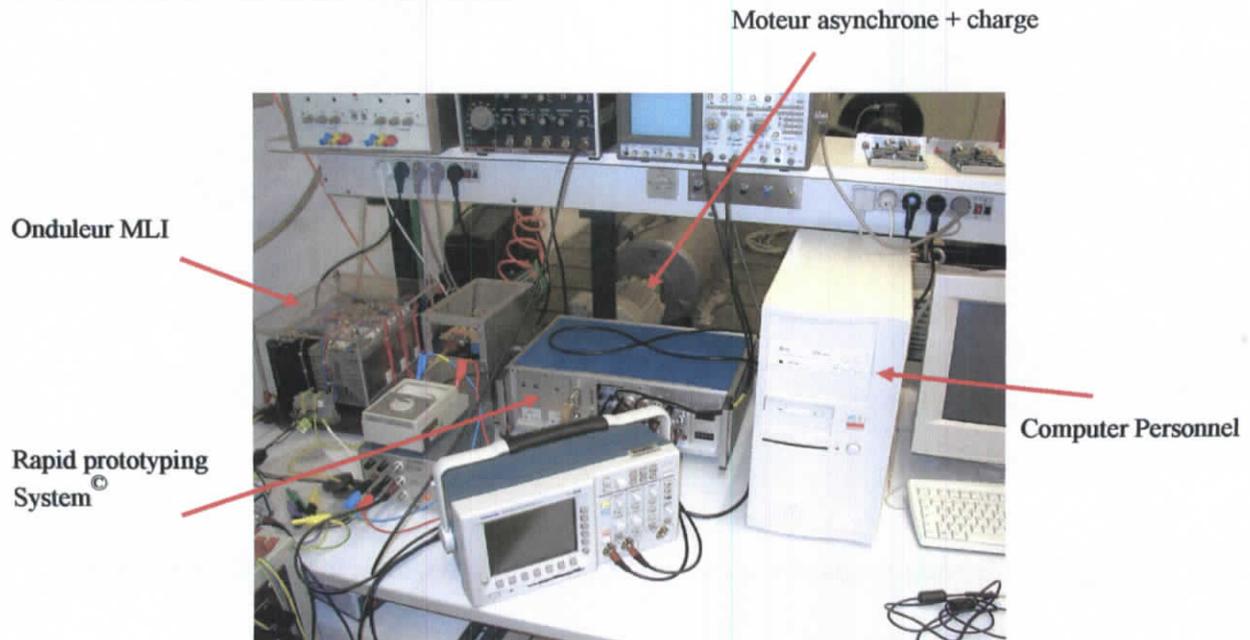


Fig. A.2. Photographie du banc d'essai - EMAD Wuppertal - PC, Rapid Prototyping System[®], Onduleur, Moteur Asynchrone



Fig. A.3. Photographie du Rapid Prototyping System[®] du laboratoire d'entraînement des machines électriques - EMAD Wuppertal -

Rappels sur la Géométrie Différentielle

Soit un champ de vecteurs $f(x) : \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^n$ et une fonction $h(x) : \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}$.

Le gradient de $h(x)$ est noté :

$$\nabla h = \frac{\partial h}{\partial x} = \left[\frac{\partial h}{\partial x_1} \dots \frac{\partial h}{\partial x_n} \right]^T$$

Le Jacobien de $f(x)$ est noté : $\nabla f = \frac{\partial f}{\partial x}$ qui est une matrice de dimension $n \times n$,

dont les éléments sont :

$$(\nabla f_i)_j = \frac{\partial f_i}{\partial x_j} \quad \text{pour } i=1, \dots, n \quad \text{et } j=1, \dots, n.$$

B.1 Dérivée et Crochet de Lie

On appelle dérivée de Lie de $h(x)$ dans la direction $f(x)$ notée : $L_f h$, la dérivée de $h(x)$ le long de la courbe intégrale de f en $t=0$, elle est définie par :

$$L_f h = \nabla h \cdot f = \sum_{i=1}^n \frac{\partial h}{\partial x_i} f_i$$

Il vient :

$$\begin{cases} L_f^0 h = h \\ L_f^i h = \nabla L_f^{i-1} h = L_f (L_f^{i-1} h) \end{cases}$$

Si $g(x)$ est un autre champ de vecteurs alors : $L_g L_f h = \nabla (L_f h) g$

Crochet de Lie

Soient $f(x)$ et $g(x)$ deux champs de vecteurs dans \mathbb{R}^n . On appelle Crochet de Lie de $f(x)$ et $g(x)$ un vecteur défini par : $[f, g] = \nabla g \cdot f - \nabla f \cdot g = L_f g - L_g f$. Il est souvent écrit : $ad_f g = [f, g]$

On déduit :

$$ad_f^0 g = g, \quad ad_f g = [f, g], \quad ad_f^2 g = ad_f ad_f g = [f, ad_f g], \dots, ad_f^i g = [f, ad_f^{i-1} g]$$

Propriétés des Crochet de Lie :

- $[\alpha_1 f_1 + \alpha_2 f_2, g] = \alpha_1 [f_1, g] + \alpha_2 [f_2, g]$
- $[f, \alpha_1 g_1 + \alpha_2 g_2] = \alpha_1 [f, g_1] + \alpha_2 [f, g_2]$

où f_1, f_2, g_1, g_2 sont des champs de vecteurs, α_1 et α_2 sont des constantes

réelles.

- $[f, g] = -[g, f]$
- $L ad_f g h = L_f L_g h - L_g L_f h$ avec $h(x)$ une fonction de x .

B.2 Difféomorphisme

Une fonction $\phi(x) : \mathfrak{R}^n \rightarrow \mathfrak{R}^n$, définie dans un ouvert Ω est appelée Difféomorphisme si :

1. $\phi(x)$ est régulière ($\phi^{-1}(x)$ existe $\forall x \in \Omega$)
2. $\phi(x)$ et $\phi^{-1}(x)$ sont des champs de vecteurs continus.

Si $\Omega = \mathfrak{R}^n$ alors $\phi(x)$ est un Difféomorphisme globale.

Remarque : Si la matrice Jacobienne de $\phi(x)$, évalué au point $x = x^o$, est non singulière alors la transformation $\phi(x)$ est un Difféomorphisme.

B.3 Distribution Involutive et ensemble complètement intégrable

Une distribution Δ est appelée involutive si pour toutes fonctions f, g dans Δ , le vecteur $[f, g]$ appartient à Δ , à savoir Δ est fermée pour le crochet de Lie. Géométriquement, ceci signifie que le vecteur $[f, g]$ est sur le plan formé par les vecteurs f et g .

Par conséquent, une distribution formée de n vecteurs linéairement indépendants $\{f_1, f_2, \dots, f_n\}$ est involutive si et seulement s'il existe des fonctions scalaires $\alpha_{i,j} : \mathfrak{R}^n \rightarrow \mathfrak{R}$ telles que :

$$[f_i, f_j](x) = \sum_{k=1}^n \alpha_{i,j,k}(x) f_k(x) \quad \forall i, j$$

Un ensemble de champs de vecteurs linéairement indépendants $f_1, f_2, f_3, \dots, f_n$ sur \mathfrak{R}^n est un ensemble complètement intégrable si et seulement s'il existe $(n-m)$ fonctions scalaires h_1, h_2, \dots, h_{n-m} telles que : $L_{f_i} h_j(x) = 0$ pour toutes les combinaisons de i et de j et les vecteurs ∇h_j sont linéairement indépendants. Autrement dit, le système d'équations ci-dessus peut être résolu par rapport aux fonctions $h_j(x)$.

Théorème de Frobenius :

L'ensemble de champs de vecteurs linéairement indépendants $f_1, f_2, f_3, \dots, f_m$ est complètement intégrable si et seulement s'il est involutive.

Commande Optimale avec Critère Quadratique

C.1 Introduction

Le problème général de la détermination d'une commande optimale d'un processus peut se résumer comme suit [Borne 90] :

Un processus étant donné et défini par son modèle, trouver parmi les commandes admissibles celle qui permet à la fois :

- de vérifier des conditions initiales et finales données ;
- de satisfaire diverses contraintes imposées ;
- d'optimiser un critère choisi.

Donc, toute recherche de commande, et a fortiori de commande optimale, nécessite la manipulation d'expressions mathématiques et en particulier de celles caractérisant l'évolution du processus, c'est à dire de son modèle.

C.2 Critère d'optimisation

Commander un dispositif par une structure à boucle assurant à tout instant la comparaison entre le signal de sortie désiré et le signal de sortie réel.

La notion d'indice ou critère de performance est considérée, au lieu d'une erreur permanente, une fonctionnelle de l'erreur en montrant que le meilleur système se trouvait en calculant pour un signal d'entrée donné, les paramètres qui rendaient l'indice minimal.

Le système est décrit par un vecteur d'état, le problème de la commande se comprend alors comme étant la recherche du signal $u(t)$ admissible apte à conduire le système vers l'état désiré tout en minimisant un critère choisi qui représente une fonction coût [Dieulsaint 87].

C.3 Commande optimale d'un système linéaire avec critère quadratique

Nous considérons un système linéaire stationnaire en variables d'état, r entrées et m sorties, défini par l'équation d'état :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) = Cx(t) \end{cases} \quad (C-1)$$

Pour lequel on suppose que l'état et la commande ne doivent pas vérifier certaines contraintes d'inégalité, donc $x(t) \in \mathfrak{R}^n$ et $u(t) \in \mathfrak{R}^r$

Le problème de la commande optimale de ce système consiste à déterminer une loi de commande minimisant un critère quadratique.

C.3.1 Détermination de la commande optimale

La détermination d'une commande optimale U^* admissible, faisant suivre au système une trajectoire admissible X^* peut être interprétée comme une recherche d'un

régulateur optimal minimisant un critère quadratique. Le problème général de l'optimisation dynamique consiste à minimiser sur un horizon, un critère J qui est une fonction d'un vecteur d'état du système linéaire $x(t)$ et de la commande $u(t)$. Il s'exprime de façon suivante:

$$J = \int_0^{\infty} \varphi(x(t), u(t)) dt \quad (C-2)$$

On considère le problème commençant à un instant t quelconque compris dans l'intervalle $[t_0, t_f]$, pour lequel l'état du système est défini par le vecteur d'état $x(t)$ et on se propose d'étudier la valeur optimale $J(x(t))$ d'un critère quadratique J défini par:

$$J = \frac{1}{2} \int_{t_0}^{t_f} (u^T R u + x^T Q x) dt \quad (C-3)$$

Dans la mesure où la fonction de coût est un critère quadratique et pour un système de type stationnaire on aura :

$$J = \min \left[\frac{1}{2} \int_{t_0}^{t_f} (u^T R u + x^T Q x) dt \right] \quad (C-4)$$

R et Q sont deux matrices carrées (Q définie non négative et R définie positive), symétriques, de dimensions respectivement $(r \times r)$ et $(n \times n)$, très souvent choisies diagonales.

On remarque, les contraintes dynamiques linéaires :

$$\dot{x}(t) = A x(t) + B u(t) \quad (C-5)$$

Pour résoudre ce problème, on définit l'Hamiltonien H par:

$$H = \frac{1}{2} [x^T Q x + u^T R u] + \lambda^T(t) [A x + B u] \quad (C-6)$$

Où $\lambda(t)$ est l'état adjoint.

Le principe de maximum de Pontriaguine permet par la suite de définir la commande optimale $U(t)$ telle que:

$$\frac{\partial H}{\partial u} = 0 \quad (C-7)$$

La fonction de coût J devient alors minimale, et on vérifie le système d'équations de Hamilton-Pontriaguine le suivant :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = \frac{\partial H}{\partial \lambda} \\ \dot{\lambda}(t) = -\frac{\partial H}{\partial x} \end{cases} \quad (C-8)$$

donc : $\nabla_u H = R U_{opt} + B^T \lambda$

d'où la commande optimale qui s'énonce :

$$\hat{U}_{opt} = -R^{-1}B^T \lambda(t) \quad (C-9)$$

Les relations de Hamilton-Pontriaguine sont appliquées, on aura donc :

$$\begin{cases} \dot{\lambda}(t) = -\frac{\partial H}{\partial x} = -A^T \lambda(t) - Qx(t) \\ \dot{x}(t) = \frac{\partial H}{\partial \lambda} = Ax(t) + BR^{-1}B^T \lambda(t) \end{cases} \quad (C-10)$$

Les $2n$ variables x et λ résultent d'un système homogène de $2n$ équations différentielles linéaires du premier ordre.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} x(t) \\ \lambda(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & BR^{-1}B^T \\ -Q & -A^T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(t) \\ \lambda(t) \end{bmatrix} \quad (C-11)$$

Donc, les relations déduites du principe du minimum et des équations de Hamilton sont linéaires, si d'une part le système est linéaire et si d'autre part le critère d'optimisation et donc l'Hamiltonien est une forme quadratique dont les variables d'état $x(t)$ et l'entrée $u(t)$.

En effet, la dérivation par rapport aux variables conduit à des expressions linéaires. La commande optimale, exprimée par un retour d'état, fait intervenir une matrice qui satisfait à une équation différentielle de Riccati.

Posons : $\lambda(t) = k x(t)$

Alors :

$$\begin{aligned} U_{opt}(t) &= -R^{-1}B^T k x(t) \\ U_{opt}(t) &= G x(t) \Rightarrow G = -R^{-1}B^T k \end{aligned} \quad (C-12)$$

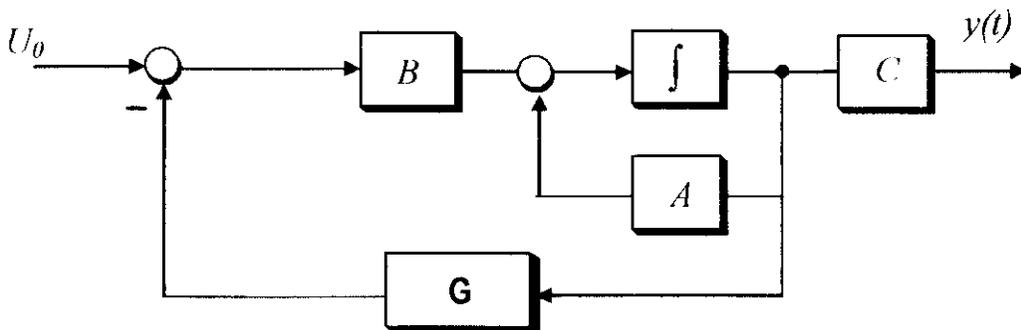


Fig C.1. Commande optimale de régulateur par retour d'état

La matrice $k(t)$ solution de l'équation de Riccati est une matrice symétrique puisque sa transposée est aussi une solution de l'équation $k(t)$, elle est définie positive.

L'équation de Riccati est:

$$\dot{k}(t) = -k(t)A(t) + k(t)B(t)R^{-1}B^T(t)k(t) - Q(t) - A^T k(t) \quad (C-13)$$

La commande optimale fait appel à un retour, c'est à dire de t_f à t de l'équation de Riccati, $k(t)$ est une matrice constante:

$$\begin{aligned} \Rightarrow \dot{k}(t) &= 0 \quad (\text{Pour un horizon infini}) \\ k(t)A(t) - k(t)B(t)R^{-1}B^T(t)k(t) + Q(t) + A^T K(t) &= 0 \end{aligned} \quad (\text{C-14})$$

C.3.2. Calcul des matrices $Q(t)$ et $R(t)$,

Les matrices $Q(t)$ et $R(t)$ sont souvent choisies diagonales et incorporant les pondérations. Q_1 , qui peut (de même que $Q(t)$) être choisie nulle, permet de mettre une pondération plus forte sur un objectif final à atteindre. On peut avoir une idée de la façon dont on veut pondérer les différents écarts. Cette méthode reste efficace, on prendra d'abord une pondération arbitraire (par exemple des matrices identité partout), calculer $k(t)$, et simuler la réponse du système optimal :

$$\dot{x} = (A - BR^{-1}B^T k) x$$

pour différents états initiaux, et face à des perturbations diverses.

Si une des variables, x_1 par exemple, s'éloigne trop de la nominale, il faut augmenter son poids dans le critère en augmentant le coefficient q_{11} de Q , etc. Cette procédure d'essai et d'erreurs permet de converger très rapidement vers un réglage satisfaisant.

PARAMETRES

Les paramètres de la machine asynchrone que nous avons utilisés dans la simulation sont :

Puissance nominale :	1.5 Kw
Tension nominale :	220 v
Rendement nominal :	0.78
Facteur de puissance nominal :	0.8
Vitesse nominale :	1420 tr/mn
Fréquence nominale :	50 Hz
Courant nominal :	3.64 A (Y) et 6.31A (Δ)
Résistance statorique :	4.85 Ω
Résistance rotorique :	3.805 Ω
Résistance fer :	500 Ω
Inductance cyclique statorique :	0.274 H
Inductance cyclique rotorique :	0.274 H
Inductance mutuelle statorique :	0.258 H
Nombre de paires de pôles :	2
Moment d'inertie :	0.031kg. m^2
Coefficient de frottement :	0.008 Nm.s/rd
Inductance du filtre :	0.1 H
Capacité du filtre :	250 μF

BIBLIOGRAPHIE

- [Abrahamsen 97] F. Abrahamsen, F. Blaabjerg, K. Pedersen, "On the Energy Optimized Control of Standard and High-Efficiency Induction Motors in CT and HVAC Applications," in Proc. IEEE IAS'97, Annual Meeting New Orleans, Louisiana, pp. 621-628, October 5-9, 1997.
- [Abrahamsen 99] F. Abrahamsen, "Energy Optimal Control of Induction Motors," Ph.D. dissertation, Aalborg University, Institute of Energy Technology, 1999
- [Baba 97] A. Baba, "Optimisation du flux dans la machine à induction par une commande vectorielle: minimisation des pertes," thèse de Doctorat, Université Pierre et Marie Curie (Paris VI), 1997
- [Babary 85] J. P. Babary, W. Pelczewski, *Commande optimale des systèmes continus déterministes*. Masson, 1985.
- [Ba-Razzouk 99] A. Ba-Razzouk, A. Cheriti, V. Rajagopalan, "Real time implementation of a rotor time-constant online estimation scheme," in Proc. IEEE IECON'99, San Jose, USA, pp. 927-932, 1999.
- [Barkati 97] S. Barkati, "Commande robuste par retour d'état d'une machine asynchrone," Thèse de Magister, Ecole Nationale Polytechnique, Alger, 1997.
- [Bastiani 01] P. Bastiani, "Stratégies de commande minimisant les pertes d'un ensemble convertisseur machine alternative ; application à la traction électrique," Thèse Doctorat, CEGELY, INSA de Lyon, 2001.
- [Bellaaj-Mrabet 98] N. Bellaaj-Mrabet, K. Jelassi, "Comparaison de méthodes d'identification des paramètres d'une machine asynchrone," The European Physical Journal Applied physics 3 , 71-80, 1998.
- [Benhadj Braiek 98] E. Benhadj Braiek, A. Fekih, "Improved optimal control of an asynchronous variable speed driver," in Proc. CESA'98, Tunisie, pp. 393-396 1998.
- [Blaschke 72] F. Blaschke. The principle of field orientation as applied to the new TRANSVECTOR closed loop control system for rotating field machines," Siemens Review. vol 34, pp. 217-220, May 1972.
- [Bodson 94] M. Bodson, J. Chiasson, R. Novotnak, "High-performance induction motor control via input-output linearization," IEEE Contr. Syst., 14:25-33, 1994.
- [Borgard 95] D. E. Borgard, G. Olsson, R. D. Lorenz, "Accuracy issues for parameter estimation of field oriented induction machine drives," IEEE Trans. on Industry Applications, 31(4):795-801, 1995.
- [Borne 90] P. Borne et al, *Commande et optimisation des processus*. Editions Technip, Paris, 1990.
- [Bose 86] B. K. Bose, *Power electronics and A.C drives*. Printice Hall 1986.
- [Bose 97] B. K. Bose, N. R. Patel, K. Rajashekara, "A neuro-fuzzy-based on-line efficiency optimization control of a stator flux-oriented direct vector-controlled induction motor drive," IEEE Trans. on Industrial Electronics, 44(2):270-273, 1997.
- [Buhler 88] H. Buhler, *Conception des systèmes automatique*. P.P.U Romandes 1988.
- [Buhler 97] H. Buhler, Réglage de systèmes d'électronique de puissance. P.P.U Romandes 1997.
- [Burtea 95] V. Burtea, "Adaptive control of induction motors with optimal efficiency," in Proc. IEEE KTH'95 Stockholm Power Tech. Conf. pp. 7-12. 1995.
- [Canudas 97-1] C. Canudas de Wit, S. I. Seleme, "Robust torque control design for induction motors: the minimum energy approach," Automatica, 33(1):63-79, 1997.
- [Canudas 97-2] C. Canudas de Witt, J. Ramirez, "Optimal torque control for current-fed induction motors," in Proc. of the American Control Conference, pages 629-630, Albuquerque, USA, 1997.

- [Caron 95] J. P. Caron, J. P. Hautier, *Modélisation et commande de la machine asynchrone*. Editions technip - Paris, 1995.
- [Cerovsky 90] Z. Cerovsky, V. Valouch, "Asynchronous motor drives optimum control in transient behavior," *Electric Machines and Power Systems*: 393-407, 1990.
- [Chan 90] C. C. Chan, H. Wang, "An effective method for rotor resistance identification for high-performance induction motor vector control," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, 37(6):477-481, 1990.
- [Chang 97] J. H. Chang, B. K. Kim, "Minimum-time minimum-loss speed control of induction motors under field-oriented control," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, 44(6):809-815, 1997.
- [Châtelain 84] J. Châtelain, *Machines électriques*. Tomes I & II, Edition Dunod, 1984.
- [Chiasson 93] J. Chiasson, "Dynamic feedback linearization of the induction motor," *IEEE Trans. on Automatic Control*. 38(10): 1588-1593, 1993.
- [Chiasson 98] J. Chiasson, "A new approach to dynamic feedback linearization control of an induction motor," *IEEE Trans. on Automatic Control*. 43(3): 391-396, 1998.
- [Chouireb 99] F. Chouireb, M. Bounekhla, D. Akhrib, "Commande linéarisante d'un moteur asynchrone monophasé dissymétrique," *Conférence Internationale SSA2'99*, 570-574.
- [Cipolla-Ficarra 96] M. Cipolla-Ficarra, G. Griva, F. Profumo, "Comparison of different on-line algorithms for rotor time constant estimation in induction motors drives," in *Proc. PEMC'96*, pp. 3.192-3.197, 1996.
- [Costa Branco 97] P. J. Costa Branco, "A simple adaptive scheme for indirect field orientation of an induction motor," in *Proc. ETEP'97*, 7(4), pp. 243-249, 1997.
- [Dieulsaint 87] E. Dieulsaint, D. Royer, *Automatique Appliquée : 1-Systèmes linéaires de commande à signaux analogiques*. Ed. Masson, Paris, 1987.
- [Djermoune 93] A. Djermoune, P. Goureau, "State feedback linearizing of a non-linear induction motor control," *IEEE Trans. on Automatic Control* 38(10): 1588-1593, 1993.
- [Djermoune 96] A. Djermoune, P. Goureau, "Input-Output Decoupling of Nonlinear control for an induction machine," in *Proc. IEEE ISIE'96*, Warsaw, Poland, pp. 879-884, 1996.
- [EDF 92] E.D.F, "Les techniques de commande vectorielle des machines asynchrones destinées à la variation de vitesse à hautes performance," EDF, électricité de France, Rapport interne, Janv. 1992.
- [El-Zobaidi 94] H. El-Zobaidi, D. Brown, J. Leigh, "H ∞ Control with LQ Approximate Linearization of Induction Motor." in *Proc. of the American Control Conference*, pp. 1511-1512, Baltimore, USA, 1994.
- [Famouri 91] P. Famouri, J. J. Cathey, "Loss minimization control of an induction motor drive. *IEEE Trans. on Industry Applications*, 27(1):32-37, 1991.
- [Fernandez-Bernal 00] F Fernandez-Bernal, A. Garcia-Cerrada, R. Faure, "Model-based loss minimization for DC and AC vector-controlled motors including core saturation," *IEEE Trans. on Industry Applications*, 36(3):755-763, 2000.
- [Figalli 84] G. Figalli et al, "An Optimal Feedback Control for a Bilinear Model of Induction Motor Drives." *Int. Journal of Control*, vol. 39, no. 5, pp. 1007-1016, 1984.
- [Fossard 93] A. J. Fossard et D. Normand-Cyrot, *Systèmes non linéaires Tome 3 : Commande*. Masson, Paris 1993.
- [Fu 91] Y. Fu, "Commandes découplées et adaptatives des machines asynchrones triphasées," Thèse Doctorat Université de Montpellier II, France, 1991.
- [Garces 80] L. J. Garces, "Parameter adaptation for the speed-controlled static AC drive with a squirrel-cage induction motor," *IEEE Trans. on Industry Applications*, IA-16(2):173-178, 1980.
- [Garcia 94] G. O. Garcia, et al, "An efficient controller for an adjustable speed induction motor drive," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, 41(5):533-539, 1994.
- [Gokdere 97] L. U. Gokdere, M. A. Simaan, C. W. Brice, "A Comparison of Passivity-Based and Input-Output Linearization Controllers for Induction Motors," in *Proc. IEEE Emerging*

- Technologies and Factory Automation Conference (ETFA'97), pp. 60-63, Los Angeles, CA, September 9-12, 1997.
- [Gomez 00] J. C. Gomez, T. Pérez, "Concurrent rotor time-constant and flux estimation of IM using non-linear observers," IFAC, 2000.
- [Grellet 97] G. Grellet, G. Clerc, *Actionneurs électriques*. Editions Eyrolles, 1997.
- [Hasse 69] K. Hasse, "Zur Dynamik drehzahl geregelter antriebe mit stromrichter gespeisten asynchron-Kurzschlusslaufermaschinen.(On the dynamics of speed control of static ac drives with squirrel-cage induction machines) ," Ph.D. dissertation, Techn. Hochsch. Darmstadt, 1969.
- [Hedjar 00] R. Hedjar, R. Toumi, P. Boucher, D. Dumur, "A Finite Horizon Cascaded Nonlinear Predictive Control Of Induction Motors," in Proc. IEEE-CCA Anchora , USA, 2000.
- [Hemici 96] B. Hemici, M.O.Mahmoudi, S. Rehahla, "Commande Adaptative d'une Machine Asynchrone Alimentée en Courant." COMAIE'96 Tlemcen ,vol. 3, pp. 66-71, 1996.
- [Holtz 91] J. Holtz, T. Thimm, "Identification of the machine parameters in a vector-controlled induction motor drive," IEEE Trans. on Industry Applications, 27(6):1111-1118, 1991.
- [Hren 97] A. Hren, K. Jezernik, "A new time constant estimation method for indirect vector controlled induction motor drive," in Proc. IEEE ISIE'96, Guimaraes, Portugal, pp. 1029-1032, 1996.
- [Hsu 98] J. S. Hsu, et al, "Comparison of Induction Motor Field Efficiency Evaluation Methods," IEEE Trans. on Industry Applications, 34(1), 117-125, 1998.
- [Huang 94] L. Huang, Y. Tadokoro and K. Matsuse, "Deadbeat flux level control of direct field oriented high horse power induction servomotor using adaptive rotor flux observer," IEEE Trans. on Industry Applications, 30(4), 1994.
- [Hubbi 98] W. Hubbi, T. Hiyama, "Placement of static VAR compensators to minimize power system losses," Electric Power Systems Research 47: 95– 99, 1998.
- [Isodori 89] A. Isodori, *Non linear control systems: an introduction*. 2nd edition Springer Verlag, 1989.
- [Janson 94] P. L. Janson, R. D. Lorenz, D. W. Novotny, "Observer based direct field orientation analysis and comparison of alternative methods," IEEE Trans. on Industry Applications, 30(4), 1994.
- [Jelassi 91] K. Jelassi, "Positionnement d'une machine asynchrone par la méthode du flux orienté – Etude de la numérisation de la commande – Sensibilité aux variations paramétriques," Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 1991.
- [Jung 98] J. Jung, K. Nam, " A Vector Control Scheme for EV Induction Motors with a Series Iron Loss Model," IEEE Trans. on Industrial Electronics 45(4): 617-624, 1998.
- [Kazmierkowski 02] M. P. Kazmierkowski, *Control in Power Electronics*. Warsaw University of Technology, Poland, 2002.
- [Khaldi 91] B. S. Khaldi, T. Said, "Etude par simulation numérique de l'association hacheur quatre quadrants – onduleur de tension- moteur asynchrone," Projet de Fin d'Etudes, USTHB, Alger, 1991.
- [Khaldi 01] B. S. Khaldi, S. Grouni, D. Boukhetala, "Optimisation du flux de la machine asynchrone à flux orienté dans le but de minimiser ses pertes," Séminaire Nationale sur le Contrôle et les Signaux, SNCS'2001, 19-22, Djelfa 2001.
- [Khaldi 03] B.S. Khaldi , S. Grouni, D. Boukhetala, "Commande linéaire quadratique en cascade de la machine asynchrone," accepted in 1st International Conference on the Energy Efficiency, ICEE'03, Boumerdes, 25-26 mai 2003.
- [Khaldoun 01] A. Khaldoun, "Commande vectorielle d'un moteur asynchrone à cage avec adaptation par logique floue de la résistance rotorique et minimisation des pertes totales," Thèse Magister, FHC, Université de Boumerdes, 2001.

- [Kim 88] G. Kim, K. Kim and M. H. Park, "Time optimal control for induction motor servo system," IEEE, Record avril pp. 1053-1061 1988.
- [Kim 92] G-S. Kim, I-J. Ha, M-S. Ko, "Control of induction motors for both high dynamic performance and high power efficiency," IEEE Trans. on Industrial Electronics, 39(4):323-333, 1992.
- [Kioskeridis 96] I. Kioskeridis, N. Margaris, "Loss minimization in induction motor adjustable-speed drives," IEEE Trans. on Industrial Electronics, 43(1):226-231, 1996.
- [Kirschen 84] D. S. Kirschen, D. W. Novotny, W. Suwanwisoot, "Minimizing induction motor losses by excitation control in variable frequency drives," IEEE Trans. on Industry Applications, IA-20(5):1244-1250, 1984.
- [Kirschen 85] D. S. Kirschen, D. W. Novotny, T. A. Lipo, "On-line efficiency optimization of a variable frequency induction motor drive," IEEE Trans. on Industry Applications, IA-21(4):610-615, 1985.
- [Kouidri 00] A. Kouidri, F. Lebbaz, "Commande Optimale de la Machine Asynchrone." P.F.E, C.U. Djelfa, Sept. 2000, sous la direction de B. S. Khaldi.
- [Krause 94] P. C. Krause, O. Wasynczuk, S. D. Sudhoff, *Analysis of electric machinery*. New York: IEEE Press, 1994.
- [Kusko 83] A. Kusko, D. Galer, "Control means for minimization of losses in AC and DC motor drives," IEEE Trans. on Industry Applications, IA-19(4):561-569, 1983.
- [Leidhold 98] R. Leidhold, G. Garcia, "Losses minimization in a variable speed field-oriented controlled induction generator," in Proc. IEEE IECON'98, pp. 865-870, 1998.
- [Leidhold 02] R. Leidhold, G. Garcia, M. I. Valla, "Field-oriented controlled induction generator with loss minimization," IEEE Trans. on Industrial Electronics, 49(1):147-155, 2002.
- [Lemp 98] D. Lemp, E. Chr Andresen, "Power loss minimization of an induction motor with direct flux and torque control," in Proc. International Conference on Electrical Machines, ICEM'98, Istanbul, Turkey. 1560-1565. 1998.
- [Leonhard 96] W. Leonhard, *Control of Electrical Drives*. Springer-Verlag, Berlin 1996.
- [Levi 96] E. Levi, M. Sokola, A. Boglietti, M. Pastorelli, "Iron loss in rotor-flux-oriented induction machines: Identification, assessment of detuning, and compensation," IEEE Trans. on Power Electronics, 11(5):698-709, 96.
- [Lin 99] F. J. Lin, W. J. Hwang, and R. J. Wai, "A Supervisory Fuzzy Neural Network Control System for Tracking Periodic Inputs," IEEE Trans. Fuzzy Systems, 7(1):41-52, 1999.
- [Linder 01] A. Linder, "A Rapid-Prototyping System Based on Standard PCs with RTAI as Real-Time Operating System," Third Real-Time Linux Workshop, Milan, Italy, November 26 - 29, 2001.
- [Lorenz 90] Lorenz, R. D. and D. B. Lawson, "A Simplified Approach to Continuous On-Line Tuning of Field-Oriented Induction Machines Drives," IEEE Trans. on Industry Applications, 26(3): 420-424, 1990.
- [Lorenz 92] R. D. Lorenz, S-M. Yang, "AC Induction servo sizing for motion control application via loss minimizing real-time flux control theory," IEEE Trans. on Industry Applications, 28(3):589-593, 1992.
- [Mahmoudi 00] M. O. Mahmoudi, "Sur la commande de la machine asynchrone alimentée en tension- Etude de l'étage d'alimentation de la MAS -Commande par mode de glissement avec orientation du champ," thèse de Doctorat, Ecole Nationale Polytechnique, Alger, 2000.
- [Marino 93] R. Marino, S. Peresada, P. Valigi, "Adaptive input output linearizing control of induction motors," IEEE Trans. on Automatic Control 38(1): 208-221, 1993.
- [Matsuo 85] T. Matsuo, T. A. Lipo, "A rotor parameter identification scheme for vector-controlled induction motor drives," IEEE Trans. on Industry Applications, IA-21(4):624-632, 1985.

- [Matsuse 99] K. Matsuse, et al, "High-response flux control of direct-field-oriented induction motor with efficiency taking core loss into account," IEEE Trans. on Industry Applications, 35(1):62-69, 1999.
- [Mendes 95] E. Mendes, A. Baba, A. Razek, "Losses minimization of field oriented controlled induction machine," IEE Conference Publication, 412 : 310-314, 1995.
- [Moreira 91] J. C. Moreira, T. A. Lipo, V. Blasko, "Simple efficiency maximizer for an adjustable frequency induction motor drive," IEEE Trans. on Industry Applications, 27(5):940-945, 1991.
- [Moreno-Eguilaz 97] J. Moreno-Eguilaz, J. Peracaula, M. Cipolla, "Technical aspects on the use of efficiency optimization in a vector-controlled induction motor drive," in Proc. ISIE'97 Guimaraes Portugal pp. 47-51, 1997.
- [Murata 90] T. Murata, T. Tsuchiya, I. Takeda, "Vector control for induction machine on the application of optimal control theory," IEEE Trans. on Industrial Electronics, 37(4):283-290, 1990.
- [Nabae 80] A. Nabae, K. Otsuka, H. Uchino, R. Kurosawa, "An approach to flux control of induction motors operated with variable-frequency power supply," IEEE Trans. on Industry Applications, IA-16(3):342-349, 1980.
- [Okuyama 83] T. Okuyama, H. Nagase, Y. Kubota, H. Horiuchi, K. Miyazaki, S. Ibori, "High performance AC speed control system using GTO converters," in Proc. IPEC'83 Tokyo, pp. 720-731, 1983.
- [Ong 98] C. M. Ong, Dynamic Simulation of Electric Machinery using Matlab/Simulink. Prentice Hall, Inc, 1998.
- [Park 84] M. H. Park, S. K. Sul, "Microprocessor-based optimal-efficiency drive of an induction motor," IEEE Trans. on Industry Electronics, IE-31(1):69-73, 1984.
- [Peresada 98] S. Peresada, A. Tilli, A. Tonielli, "Indirect Field-Oriented control of induction motor: New design leads to improved performance and efficiency," IEEE, 1998 pp. 1609-1614.
- [Pietrzak-David 88] M. Pietrzak-David, "Algorithmes de commande d'un variateur électrique asynchrone, -Contrôle dynamique du flux -Commande optimale de position," Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 1988.
- [Ramirez 97] J. Ramirez, C. Canudas de Wit, "Performance evaluation of induction motors under optimal-energy control," Submitted to IEEE Trans. on control systems technology, 1997.
- [Ramirez 98] J. Ramirez, "Contribution à la commande optimale des machines asynchrones," thèse de Doctorat, Laboratoire d'Automatique, Institut National Polytechnique de Grenoble, 1998.
- [Rasmussen 97] K. S. Rasmussen, P. Thogersen, "Model based energy optimizer for vector controlled induction motor drives," in Proc. EPE'97, Trondheim pp. 3.711-3.716, 1997.
- [Rehahla 96] S. Rehahla, "Etude de la commande d'une machine asynchrone par la technique du flux orienté sensibilité aux variations paramétriques- commandes adaptatives," Thèse Magister, Ecole Nationale Polytechnique, Alger 1996.
- [Rowan 91] T. M. Rowan, R. J. Kerkman, D. Leggate, "A simple on-line adaption for indirect field orientation of an induction machine," IEEE Trans. on Industry Applications, 27(4):720-727, 1991.
- [Seguier 82] G. Seguier, F. Notelet, *Electrotechnique industrielle*. Editeur Technique et Documentation 1982.
- [Stefanski 96] T. Stefanski, S. Karys, "Loss minimization control of induction motor drive for electrical vehicle," in Proc. IEEE ISIE'96 Warsaw Poland, pp. 952-957, 1996.
- [Sousa 95] G. D. Sousa, B. K. Bose, J. G. Cleland, "Fuzzy logic based on-line efficiency optimization control of an indirect vector-controlled induction drive," IEEE Trans. on Industrial Electronics, 42(2):192-198, 1995.

- [Sul 88] S. K. Sul, M. H. Park, "A novel technique for optimal efficiency control of a current-source inverter-fed induction motor," *IEEE Trans. on Power Electronics*, 3(2):192-199, 1988.
- [Sumner 91] M. Sumner, G. M. Asher, "The experimental investigation of multi-parameter identification methods for cage induction motors," in *Proc. EPE'91 Florence, Italy*, pp. 3.389-3.394, 1991.
- [Sun 93] C. Sun, X. Luo, T. A. Lipo, "Indirect field oriented control of induction machine utilizing a reactive power perturbation scheme," *IMACS-TCI'93*, pp. 403-407 1993.
- [Ta 01] C-M. Ta, Y. Hori, "Convergence improvement of efficiency-optimization control of induction motor drives," *IEEE Trans. on Industry Applications*, 37(6):1746-1753, 2001.
- [Tan 98] H. Tan, W. J. Rugh, "Pseudo-linearization and nonlinear optimal control," *IEEE Trans. on Automatic Control* 43(3): 386-391, 1998.
- [Touhami 94] O. Touhami, "Contribution à l'identification paramétrique des machines électriques," Thèse Docteur es-sciences, Ecole Nationale Polytechnique, Alger, 1994.
- [Tzou 95] Y-Y Tzou, H-J. Wu, "LQR/LTR Control of an AC induction servo drive," *IEEE Trans. on Power Electronics*, 10(2):214-221, 1995.
- [Vas 90] P. Vas, *Vector control of AC machines*. Oxford Science Publications, 1990.
- [Verghese 88] G. C. Verghese et S. R. Sanders, "Observers for flux estimation in induction machines," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, 35(1):85-94, 1988.
- [Vukosavic 93] S. N. Vukosavic, M. R. Stojic, "On-line tuning of the rotor time constant for vector-controlled induction motor in position control application," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, 40(1):130-137, 1993.
- [Wang 86] C. Wang, D. W. Novotny and T. Lipo, "An automated rotor time constant measurement system for indirect field oriented drives," in *Proc. IEEE IAS, Annual Meeting Conf. Rec. Vol I*, pp. 140-146, 1986.
- [Wang 99] W-J. Wang, C-C. Wang, "Speed and efficiency control of an induction motor with input-output linearization," *IEEE Trans. on Energy Conversion*, 14(3):373-378, 1999.
- [Wee 01] S-D Wee, M-H. Shin, D-S. Hyun, "Stator-flux-oriented control of induction motor considering iron loss," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, 48(3):601-608, 2001.
- [Wieser 98] R. S. Wieser, "Optimal rotor flux regulation for fast-accelerating induction machines in the field-weakening region," *IEEE Trans. on Industry Applications*, 34(5):1081-1087, 1998.
- [Xu 92] X. Xu, D. W. Novotny, "Selection of flux reference for induction machine drives in the field weakening region," *IEEE Trans. on Industry Applications*, 28(6):1353-1358, 1992.
- [Yamada 94] T. Yamada, K. Matsuse, M. Tsukakoshi, L. Huang, "A determining method of flux level for deadbeat flux level controlled direct-field-oriented induction motors using adaptive flux observer," *IEEE Trans. on Industry Applications*, 287-292, 1994.

FOC technique is firstly presented. In order to minimize the electromagnetic losses of the machine, the optimization of the control has been performed under variable rotor flux, where experimental results are obtained, and via the optimization of the two components of the stator current.

The effect of the rotor time constant variation is studied, and an approach is proposed for its adaptation in light load applications.

The linear quadratic control theory is applied to the machine. First a nonlinear feedback based on the notion of differential geometry is used for the linearization and the decoupling of machine model. Then, a linear quadratic control law is synthesized and applied to the flux and the torque control. Furthermore, a cascade structure is used to the control of the speed. To demonstrate the effectiveness of the set of proposed control strategies, simulations are performed on the machine model

Key words: Asynchronous machine, orientated flux, loss minimization, parameter adaptation, LQ control.

Résumé:

Cette étude traite la machine asynchrone alimentée en tension et commandée vectoriellement. Dans le but de minimiser les pertes électromagnétiques de la machine, l'optimisation de la commande est examinée en fonctionnement à flux variable, où l'approche a été validée expérimentalement, ainsi que par l'optimisation des deux composantes du courant statorique.

L'influence de la variation de la constante de temps rotorique a été étudiée ce qui a permis de proposer une méthode d'adaptation pour les applications à faibles charges.

La théorie de la commande optimale par critère quadratique (LQ) des systèmes linéaires est appliquée à la machine asynchrone. L'utilisation de la géométrie différentielle a permis la linéarisation et le découplage du modèle de la machine. Une commande LQ est ensuite synthétisée, puis appliquée au modèle linéarisé pour contrôler le flux et le couple. Une structure en cascade est aussi utilisée pour commander la vitesse. Afin de valider les lois de commande proposées, des résultats de simulation sont présentés.

Mots clés : Machine asynchrone, flux orienté, minimisation des pertes, adaptation de paramètre, commande LQ.